nº 8
março
1987

elektor eletrônica

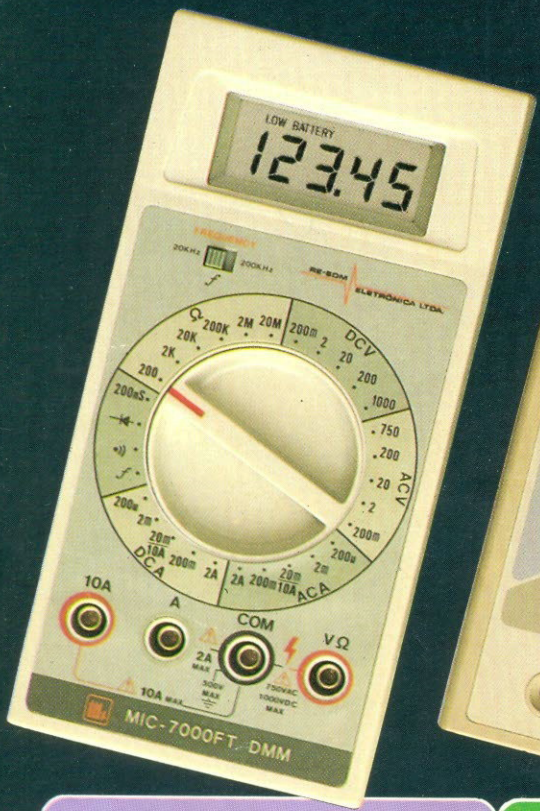
Cz$ 58,00

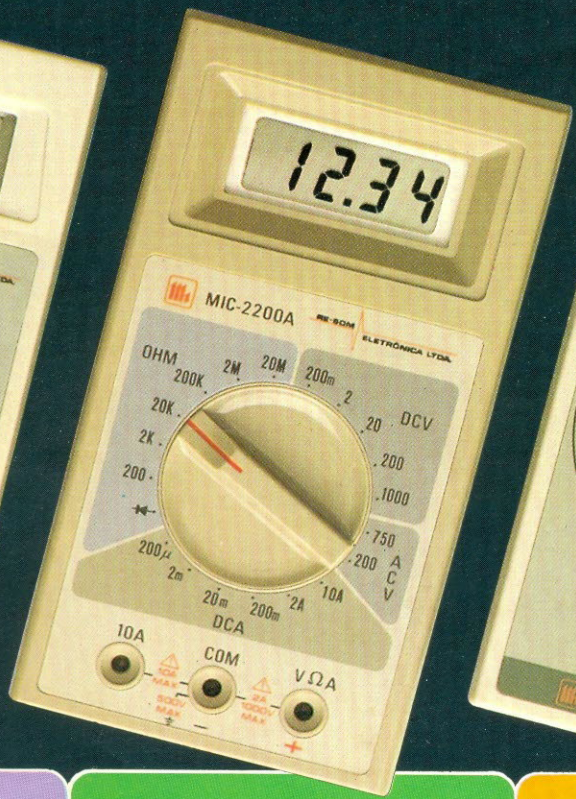
– Rede telefônica doméstica

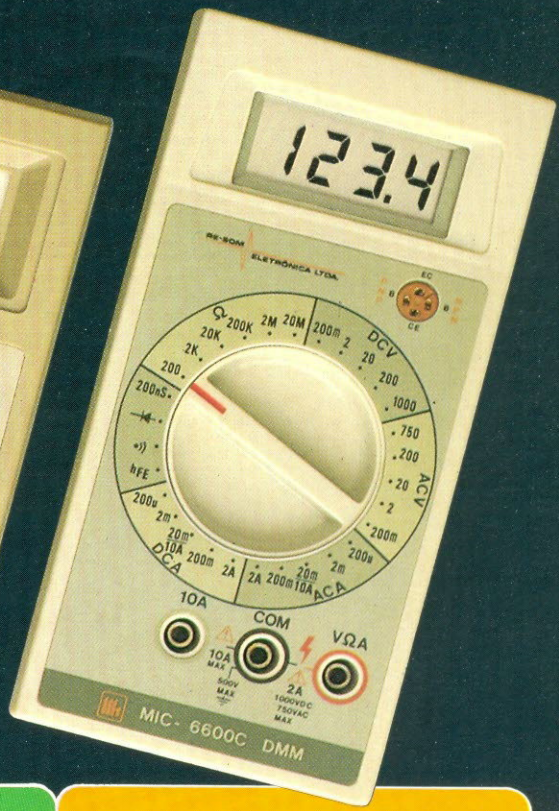
– Filtro variável para DX
– Ritmos programáveis
– Fotônica
– Sensores magnéticos

MULTÍMETRO

DIGITAL







MIC 7000 FT

- 4 1/2 dígitos
- TRUE — RMS
- PRECISÃO BÁSICA: 0,05%
- FREQUENCÍMETRO: ATÉ 200 KHz
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

MIC 2200 A

- BAIXO CUSTO
- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,8%
- TESTE DE DIODOS
- CORRENTE DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- VIDA DA BATERIA: 800 horas
- DIMENSÕES: 91x170x40 mm (LxCxA)
- PÊSO 320 gramas

MIC 6600 C

- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,5%
- TESTE DE TRANSISTORES — Hfe
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

SOLICITE UMA DEMONSTRAÇÃO NO REVENDEDOR DE SUA CONFIANÇA

RE-SOM
ELETRÔNICA LTDA.
Rua Aurora, 291-1º Andar-Conj. 13
CEP 01209 - São Paulo - SP

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Selektor 9
Teletipo 10
Serviço de placas 37
Mercado 61
Correio 63
Mini-anúncios 65

TECNOLOGIA

Propulsão elétrica para satélites 16
Os motores iônicos são finalmente postos em prática, sob a forma de pequenos foguetes para posicionamento de satélites

Sensores de campos magnéticos 28
Um apanhado geral sobre os dispositivos magneto-resistivos, que dizem ser mais sensíveis que os elementos de efeito Hall

Fotônica: princípio e técnicas 46
Toda a teoria por trás das fibras óticas, de forma clara e objetiva

Luz nos cabos submarinos 58
Quase uma continuação do artigo sobre fotônica, aqui vemos como as fibras óticas vão ligar continentes muito em breve

MONTAGENS

Expansões MSX – 3ª parte 11
Como adaptar para o microprocessador Z80 o Barramento E/S Universal visto no nº 6

Filtro variável para DX 20
Útil acessório para os ouvintes de ondas curtas, ele melhora a recepção de estações "difíceis"

Ritmos (micro)programáveis 30
Usando um computador pessoal popular no controle de um circuito gerador de percussão

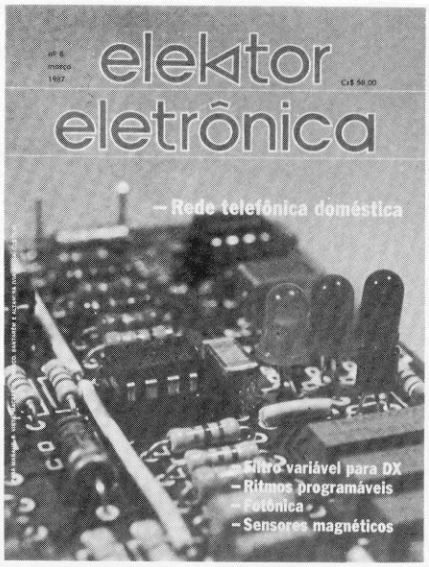
Idéias 44
Discriminador de faixa, adaptador para fontes simétricas e conversor CA/CC para voltímetros

Testador lógico universal 50
Simples, mas resolve: analisa estados lógicos em TTL e CMOS, além de pulsos e circuitos abertos

Rede telefônica doméstica 51
Um projeto inusitado para comunicação interna em residências ou pequenas empresas, que usa telefones comuns no lugar dos interfones

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Corrigindo a impedância dos alto-falantes 41
Quando se utiliza divisores passivos de freqüência, é importante ter uma impedância constante de carga; veja como obtê-la



Esta edição coincide com a realização da 13ª Feira da Eletro-Eletrônica, que vai se estender de 25 a 31 de março no palácio das exposições do Anhembi, em São Paulo. Evento máximo da comunidade nacional de eletrônica, que acontece a cada dois anos, deverá reunir desta vez perto de 500 empresas e receber cerca de 120 mil visitantes.
A Publitron, com a revista Elektor, será um dos expositores; em nosso estande, além da própria revista, você poderá ver "ao vivo" várias das montagens já publicadas.
Uma bancada será especialmente montada com esse objetivo, onde todos poderão observar os circuitos Elektor montados e operando.
Seja, então, um dos visitantes, prestigie a feira e passe pelo nosso estande; vamos nos conhecer um pouco melhor.

elektor

elektor eletrônica *Elektor – edição Brasileira*

Ano I, Número 8, Março/87

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Av. Ipiranga, 1100, 9º andar,
CEP 01040 São Paulo, fone: (011) 229-8688

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: Lilian Rose Grunwald (gerente)

Assinaturas: Marli Mantovani e Maria Anita de Lima

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

Diretor técnico e coordenação internacional: K. S. M. Walraven

Secretária editorial internacional: G.W.P. Linden, M. Pardo

Edições em outros países:
Elektor Sarl, Bailleul, França
Elektor Verlag, GmbH, Aachen, Alemanha Ocidental
Elektor EPE, Atenas, Grécia
Elektor Electronics PVT Ltd., Bombaim, Índia
Ferreira & Bento Ltda., Lisboa, Portugal
Elektuur B.V., Beek, Holanda
Ingelek S.A., Madri, Espanha
Kedhorn Holdings PTY Ltd., Wahroonga, Austrália
Electronic Press AB, Danderyd, Suécia
Elektor Electronics, Herts, Grã-Bretanha

Proibida a reprodução total ou parcial, mesmo citando-se a procedência, dos artigos assinados, fotografias, projetos e circuitos impressos publicados em Elektor.

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Composição GAZETA MERCANTIL

Fotolito MPA

Impressão DCI Indústria Gráfica S.A.

Distribuição FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.

códigos

Valores de resistência e capacidade
Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros.
Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:
p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
m (mili) = 10^{-3}
k (kilo) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos
2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω
Todos os resistores utilizados são de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores
47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF= 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas
Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20 k Ω /V, a não ser que haja indicação em contrário.

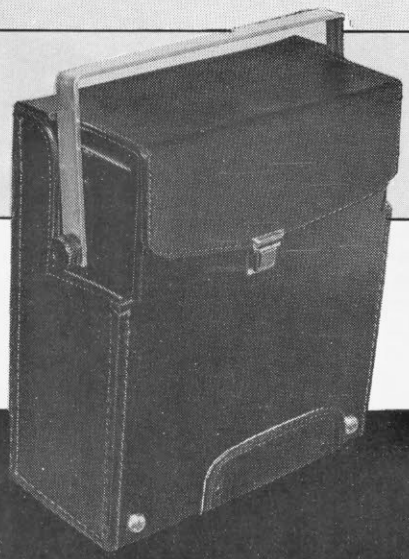
Utilização de U e não de V
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".
Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V.

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista.
Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explícita dessa proteção.
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

MEGABRÁS

MAIS UM LANÇAMENTO DE ALTA TECNOLOGIA

Freqüencímetro Modelo **FD 726 CT** - 250 MHz



Com cristal envelhecido e acondicionado em câmara térmica com controle proporcional de temperatura. Saída padrão de 4MHz.

Venha conhecê-lo na XIII Feira de Eletro-Eletrônica ou nas melhores lojas do ramo.

MEGABRÁS INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.
Rua Baldomero Carqueja, 333 - CEP 05780
Fone (011) 511-9888 - São Paulo - SP

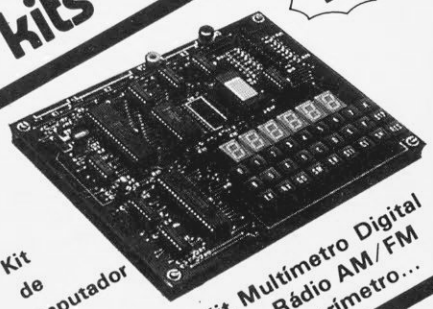
Tom Arte

cursos técnicos!

- eletrônica básica
- áudio e rádio
- programação basic
- análise de sistemas
- eletrotécnica
- eletrônica digital
- televisão pb/cores
- programação cobol
- microprocessadores
- instalações elétricas
- refrigeração e ar condicionado

kits exclusivos!

Z-80



Kit de Microcomputador e mais

- Kit de Televisão
- Kit de Refrigeração
- Kit Digital Avançado
- Kit Multímetro Digital
- Kit de Rádio AM/FM
- Volt Amperímetro...

cursos por correspondência

intensivos! dinâmicos!

OCCIDENTAL SCHOOLS

cursos técnicos especializados

Alameda Ribeiro da Silva, 700
01217 São Paulo SP
Fone: (011) 826-2700

SOLICITE MAIORES INFORMAÇÕES SEM COMPROMISSO!

EK-8

OCCIDENTAL SCHOOLS
CAIXA POSTAL 30.663
01051 SÃO PAULO SP

Desejo receber, **gratuitamente**, o catálogo ilustrado do

Curso de: _____ indicar o curso desejado

Nome _____

Endereço _____ nº _____

Bairro _____ Cidade _____ Estado _____ CEP _____

LIVROS PETIT

VÍDEO-CASSETE - TEORIA E ASSISTÊNCIA TÉCNICA
— *Betamax e VHS, com adaptação NTSC/PAL* . . . . . **Cz$ 140,00**

CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALÁRIO MÍNIMO:
— *Micro de bancada, p/prática de projetos, manutenção assembler/código de máquina* . . . . . **Cz$ 146,00**

ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES
— *Circuitos, Programação e Manutenção.* **Cz$ 68,00**
Esquemas do Atari e Odissey . . . . . **Cz$ 50,00**
TOTAL: **Cz$ 118,00**

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES
— *Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE* **Cz$ 108,00**

ELETRÔNICA DIGITAL - *Teoria e Aplicação* . . . . . **Cz$ 92,00**

ELETRÔNICA BÁSICA - *Teoria e Prática* . **Cz$ 55,00**

TELEVISÃO - *Teoria e Consertos-Cores/PB* **Cz$ 105,00**

TV-CORES E PRETO E BRANCO — CONSERTOS
— *Com esquemas dos modelos estudado* . . **Cz$ 115,00**

RÁDIO — *Teoria e Consertos*
— *Cls de Audio, FM, AM, OC, HI-FI, Estereo* . . **Cz$ 98,00**

SILK-SCREEN - *P/Eletrônica, camiseta, chaveiros, adesivos, etc* . . . . . **Cz$ 55,00**

AUTOMÓVEIS — *Guia de Manutenção* . . . **Cz$ 57,00**

FOTOGRAFIA . . . . . **Cz$ 28,00**
— *Ou gratuitamente se o seu pedido for acima de* **Cz$ 190,00**

Atendemos pelo reembolso postal, com despesa postais por conta do cliente, mínimo de Cz$ 90,00
Solicitamos aos nossos clientes citar o nome desta revista em seu pedido.

PETIT EDITORA LTDA.
CAIXA POSTAL 8414 — AG. CENTRAL
01051 — SÃO PAULO — SP
Av. Brig. Luiz Antonio, 383 - 2.º - cj. 208 - SP
CEP 01317 — Fone: (011) 36-7597

ESTE ESPAÇO PODERIA SER OCUPADO PELA SUA EMPRESA

PUBLICIDADE
fone: 229-8688

PROGRAMADOR DE EPROM

Apple/P.C. ultra rápido.

TECLADO P.C.

I.C. TESTE identifica códigos originais 74XXX/74LSXXX/74SXXX/74HCXXX/CD4OXXX/CD45XXX

DETECTOR DE TELEFONE GRAMPEADO

VOTRAX

Votrax Eletrônica Ltda
R. José Neves, 181 — SP — tel. 522.8341

CIRCUITOS ELETRÔNICOS E DE MICROCOMPUTADORES
146 PROJETOS PRÁTICOS
por Roger L. Tokheim

Este é um livro informativo que contém recentes projetos e circuitos eletrônicos. Os 146 projetos detalhados nesta obra abrangem as mais diversificadas áreas, desde circuitos simples aos de interface com microcomputadores.
Cz$ 220,00

PROJETOS DE ALTA FREQUÊNCIA E ANTENAS AUXILIADOS POR MICROCOMPUTADORES
por Wilton J. Fleming e Benjamin da S.M.C. Galvão

Escrito em linguagem clara e ilustrado com exemplos, este livro associa as matérias de microondas e antenas a processos de cálculo por microcomputadores, possibilitando aos projetistas obter rapidamente resultados precisos de cálculos de linhas, parâmetros de quadripolos, amplificadores, antenas e compatibilidade eletromagnética.
Cz$ 175,00

ACABAMOS DE RECEBER:
THE 1987 ARRL HANDBOOK FOR THE RADIO AMATEUR
por A.R.R.L. — Cz$ 595,00

MANUAIS PHILIPS

	Cz$
Book IC01 — Radio, Audio and Associated Systems — 1986	295,00
Book IC02A — Video and Associated Systems Types MAB8031 AH to TDA 1521 — 1986	295,00
Book IC04 — HE4000B Logic Family — CMOS — 1986	295,00
Book IC06N — High Speed CMOS PC74HC/HCT/HCU — 1986	280,00
Book IC08N — ECL 10K and 100K Logic Families — 1984	120,00
Book IC09N — TTL Logic Series — 1986	350,00
Book IC11N — Signetics Linear LSI — 1985	350,00
Book IC11N — Supplement to LINEAR LSI — 1986	95,00
Book IC13 -- Semi-Custom Programmable Logic Devices (PLD) — 1986	195,00
Book IC14N — Microprocessors, Microcontrollers and Peripherals Bipolar, MOS	280,00
Book IC15 — FAST TTL Logic Series — 1986	380,00
Book IC16 — CMOS Integrated Circuits for Clocks and Watches — 1986	85,00

ANTENAS

SHIPBOARD ANTENNAS — 2nd Edition — Law	1.830,00
ANTENAS DE ONDA ESTACIONARIA — MÉTODOS E MODELOS DE ANÁLISE — Fernandes	110,00
ANTENNAS AND RADIOWAVE PROPAGATION — Collin	1.248,00
PRINCIPLES OF ANTENNA THEORY — Lee	908,00
THE ARRL ANTENNA BOOK — A.R.R.L.	255,00
ANTENAS DE FACIL MONTAJE, RADIO Y TV — Tech	140,00
CALCULO DE ANTENAS — Dominguez	196,00
ENGENHARIA DE ANTENAS — Rios/Perri	127,00
ANTENAS COLECTIVAS — 2ª Edicion — Rossier	276,00
ABC DAS ANTENAS — Lytel	47,00
TUDO SOBRE ANTENAS DE TV — Gill	80,00
ANTENAS — Kraus	154,00
ABC DAS ANTENAS — King	122,00

AUDIO

EL LIBRO DEL AUDIO — Jackson	444,00
AUDIO CICLOPEDIA — Vol. I e II — Tremaine	2.332,00
AUDIO 2 — Rede	176,00
AUDIO 3 — Rede	176,00

Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cz$ 50,00 (VARIG: Cz$ 200,00). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cz$ 5,00 para as despesas de despacho pelo Correio.

SOLICITE CATÁLOGO

LITEC

LIVRARIA EDITORA TECNICA LTDA
Rua dos Timbiras, 257 — 01208 São Paulo - SP
Telefone: (011) 222-0477 — Caixa Postal 30 869

Novo microscópio rompe barreira do átomo

No ano de 1981, dois cientistas do laboratório de pesquisas da IBM em Zurique (Suiça), Gerd Binning e Heinrich Roher, inventaram o STM ou Microscópio de Varredura por Tunelamento. Em 1986 essa invenção daria a seus autores o Prêmio Nobel de Física, após vários aperfeiçoamentos, pelo impulso que deu à microeletrônica.

Graças a ela, é possível agora "observar"os átomos superficiais e suas forças de coesão, ou seja, as ligações que distinguem os vários materiais (como uma substância reativa de outra inerte, por exemplo). Para se ter uma idéia do que isso significa, basta dizer que antes os físicos limitavam-se a estudar as nuvens eletrônicas em torno dos átomos, deduzindo daí a localização aproximada das ligações químicas.

Claro que isso tem grande importância em uma série de áreas de pesquisa, como a produção de materiais artificiais, não encontrados na natureza, ou em estudos biológicos. Mas é na microeletrônica que o STM encontrou sua aplicação mais imediata, mais especificamente no estudo do silício. Submetendo essa substância à nova técnica, os pesquisadores da IBM identificaram 19 tipos de elétrons superficias, bem como aqueles que ligavam os átomos de superfície aos internos. Analisando a localização e a energia dessas ligações, eles esperam conhecer melhor o próprio material, com grandes vantagens para a indústria de semicondutores.

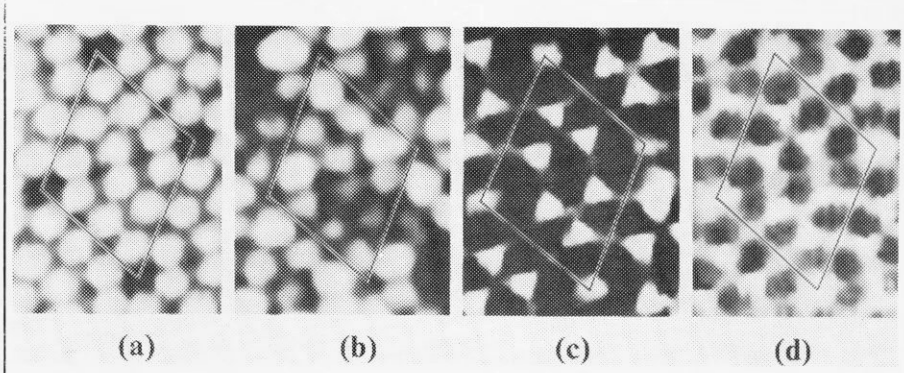
Assim, por exemplo, com a tendência de miniaturização dos componentes eletrônicos, ganha importância cada vez maior a eliminação de pequenos defeitos na superfície das pastilhas. Além disso, à medida que as estruturas semicondutores vão ficando mais e mais tênues, tanto maior será a influência das propriedades superficiais sobre esses componentes.

Trabalhando com o STM

Na microscopia de varredura por tunelamento, aplica-se uma tensão entre a amostra a ser estudada e uma sonda em forma de agulha, em cuja ponta existe um único átomo. Quando a ponta encontra-se a apenas alguns diâmetros atômicos da amostra, uma corrente de "tunelamento" passa a fluir entre ela e a sonda. Move-se então a ponta de um lado para outro, na superfície do material, mantendo uma distância constante.

Para observar as ligações atômicas superficiais, os cientistas valem-se de um procedimento adicional: interrompem periodicamente a realimentação, ao mesmo tempo em que variam a tensão, produzindo assim um registro de corrente em cada posição atômica. Como resultado, tem-se dois mapas, um deles mostrando a variação da corrente em cada ponto da superfície, e outro de contorno, que permite ver onde se localizam os átomos.

A superposição dos dois mapas revela, então, a relação entre os átomos superficiais e suas ligações (veja as fotos). Essas imagens do silício foram obtidas no Centro de Pesquisa Thomas J. Watson, da IBM americana, como resultado do trabalho de três cientistas da empresa: Robert J. Hamers, Rudolf M. Tromp e Joseph E. Demuth.



As imagens reproduzem 4 tomadas da mesma "unidade celular" do silício, que é repetida indefinidamente para formar a superfície do cristal. A partir da foto, da esquerda, vê-se cada vez mais "fundo" na estrutura atômica das ligações eletrônicas (aqui ampliadas em cerca de 10 milhões de vezes), até uma profundidade de 9 Å. As fotos mostram também as posições geométricas dos átomos e três tipos diferentes de ligações eletrônicas. Assim, os pontos brilhantes mostram, em (a), a localização dos átomos de superfície; em (b), as ligações "soltas" com esses átomos; em (c), as ligações "soltas" de outros átomos, na segunda camada; e em (d), as chamadas "ligações traseiras", que ficam postadas lateralmente aos átomos da segunda camada superficial.

Viscosidade nos elétrons?

Sabe-se que os átomos são compostos por um núcleo cercado por uma nuvem rodopiante de elétrons — os quais podem ser "viscosos" ou não. Na prática, é essa "viscosidade" relativa que vai determinar as reações entre os átomos e, consequentemente, é o que mantém a matéria agregada em moléculas.

No interior das substâncias, os átomos estão cercados de "iguais" por todos os lados, que produzem forças de ligação e arranjos específicos. Quando próximos da superfície, porém, os átomos ficam dispostos de outro modo, já que em certas direções não há ligações atômicas com que interagir. Explica-se, dessa forma, a diferença entre as propriedades eletrônicas superficiais e as internas, que governam o "volume" dos materiais.

Assim sendo, certas ligações podem "desprender-se" da superfície de um sólido para participar de reações químicas — que tanto podem ser as que determinam a ação de um catalisador, ou a digestão de alimentos, ou ainda a lubrificação e a corrosão. Entende-se porque, então, a microscopia por tunelamento promete grande desenvolvimento a diversas áreas do conhecimento, entre elas a eletrônica.

Injeção eletrônica nacional

A Robert Bosch começou a produzir no Brasil seu sistema analógico de injeção eletrônica para veículos, modelo LE-jetronic. Já utilizado em outros países nos motores a gasolina, aqui esse sistema teve um desenvolvimento especial para a compatibilização com o álcool.

Suas principais vantagens estão na possibilidade de economia no consumo de combustível e no aumento da potência e rentabilidade do veículo. Outro benefício que traz é o estabelecimento de um controle eficaz da queima, reduzindo os efeitos poluentes dos gases de descarga.

O sistema de injeção LE-jetronic substitui o carburador; a injeçãoo de combustível passa a ser individual e com dosagem correta para cada cilindro. Nesse sistema, uma bomba elétrica substitui a tradicional bomba mecânica, um regulador assegura pressão constante e um filtro, instalado entre a bomba e o regulador, impede a passagem de qualquer impureza, protegendo assim as válvulas injetoras.

Estas, por sua vez, são comandadas eletricamente pela caixa de comando, a qual recebe informações sobre as condições de regime do motor e determina a abertura ou fechamento das mesmas, garantindo a dosagem adequada de combustível para a operação do motor. Tais informações provêm dos medidores de fluxo de ar, temperatura do ar e do motor, posição da borboleta (marcha lenta ou aceleração total) e da ignição.

A experiência do grupo Bosch com os injetores de combustível começou em 1936, nos chamados motores ciclo Otto (com sistemas de injeção direta). A incorporação da eletrônica se deu em 1967 e em 1979 a empresa alemã iniciou a produção em série do *Bosch Monotronic*, um sistema digital para controle de injeção e ignição. Nos carros nacionais produzidos para a exportação a injeção eletrônica é considerada requisito essencial para atender às legislações antipoluição de vários países.

Canon já produz câmeras sem filme

Em agosto último, a Canon lançou no mercado americano a primeira câmera fotográfica totalmente eletrônica, superando assim a Sony e a Hitachi, suas concorrentes mais próximas nessa área. Batizada de *Still Video System* (sistema de vídeo estático), proporciona uma qualidade de imagem mais baixa que as máquinas tradicionais, embora vá custar cerca de três vezes mais que um bom equipamento profissional de 35 mm.

Sua grande vantagem, porém, é a velocidade: ela é capaz de guardar 50 imagens fotográficas em um disco de 2 polegadas e transmitir tais imagens por telefone para quase o mundo todo – o que é esplêndido quando pensamos em suas vantagens para a imprensa, principalmente agências de notícias e correspondentes internacionais.

A câmera SVS tem seu próprio conjunto de lentes, mas é também compatível com a maioria das lentes-padrão existentes no mercado. No coração da máquina está um sensor eletrônico de imagens produzido pela própria Canon, que é um dispositivo CCD capaz de registrar todas as cores e digitalizar até 10 imagens de cada vez; sua extensão não passa de 1/3 de polegada (cerca de 8,5 mm).

Memórias óticas para micros pessoais

Parece que o uso generalizado de discos óticos como memórias para computadores vai acontecer antes do que se esperava, ao menos nos Estados Unidos. Com base em um relatório americano divulgado pela Frost & Sullivan (empresa internacional de informações empresariais e pesquisas de mercado, representada aqui pela Schlochauer & Associados), esse mercado deverá pular de 14 milhões de dólares, que foi o faturamento global de 86, para cerca de 1,7 bilhão em 88 e 2,5 bilhões em 90.

O principal incentivo a tal crescimento, ainda segundo o relatório, deve-se à capacidade muito maior de armazenagem de dados dos discos a laser, que chega a ser mil vezes superior à dos disquetes. E cita o exemplo da primeira enciclopédia "escrita" em discos óticos, que pode ser comercializada por 1/4 do preço de sua equivalente tradicional (que tem 21 volumes), ocupando apenas uma fração de seu espaço.

O relatório baseia suas conclusões sobre o potencial de mercado desses discos em uma pesquisa efetuada junto a 5 mil proprietários de micros pessoais. São três os sistemas analisados: a chamada ROM de disco (CD-ROM), que permite apenas leitura de dados: o disco que permite uma única gravação e várias leituras (ou WORM); e a memória apagável. Mais informações sobre essas memórias podem ser obtidas no artigo "Memórias Óticas", na Elektor nº 7.

Tecnologia ULSI e o sincrotron

A mesma terminologia empregada em radiofreqüência volta a ser usada na indústria de semicondutores: assim como temos VHF e UHF, depois de VLSI estamos caminhando para a ULSI – o que em bom português significa "Integração em Escala Ultra-Elevada". Pois bem, a produção desses novíssimos componentes exige a participação de um sincrotron toroidal; ou, em outras palavras, de um acelerador de partículas em forma de anel, contendo ímãs supercondutores.

A geração ultra-LSI deverá atingir capacidades de 100 megabits, cerca de 100 vezes superior à das atuais memórias LSI. Tal capacidade só será viável se os integrados puderem ser feitos com linhas de 0,3 micron, ou menos, de largura – uma tarefa que só pode ser desempenhada por equipamentos dotados de sincrotrons.

Até o momento, as pesquisas para o desenvolvimento desse aparelho estão polarizadas entre a Europa e o Japão. A NTT *(Nippon Telegraph and Telephone Corp.)*, por exemplo, já está empenhada na construção de um protótipo com 5 metros de diâmetro, com operação prevista para 1988. O menor sincrotron do mundo, com 4,19 m de diâmetro, também está sendo desenvolvido no Japão, numa colaboração entre o governo e a Sumitomo; esta empresa trata de aperfeiçoar, também, um anel acumulador de elétrons, que é o núcleo do sincrotron, com menos de 1 metro de diâmetro.

Finalizando a série, veremos como adaptar o Barramento E/S Universal (ver Elektor nº 6) à família MSX, mediante algumas poucas alterações na placa impressa

MSX

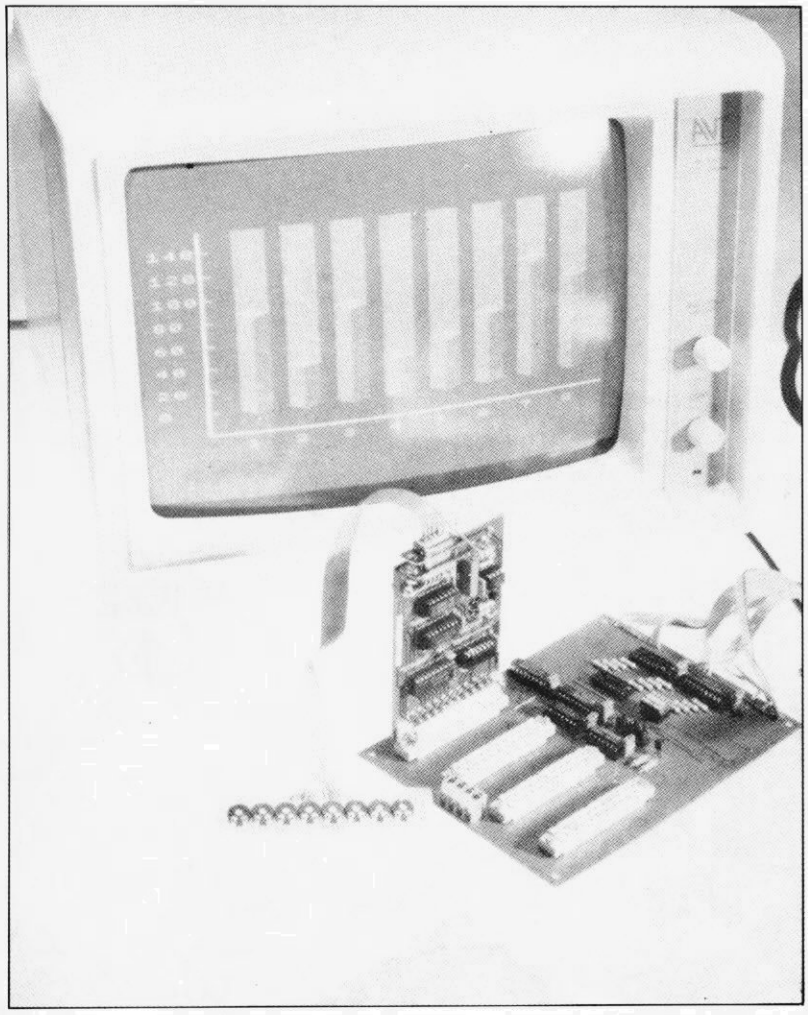
Expansões 3ª parte

Gerrit Dam

Este último artigo vai se concentrar nas alterações sofridas pelo barramento universal de entrada/saída, descrito na edição nº 6 de Elektor – alterações que são necessárias pelo fato dos computadores MSX empregarem, em geral, o microprocessador Z80. Aplicações, montagem e detalhes de utilização do circuito não serão abordados aqui, já que podem ser obtidos no artigo correspondente.

Para ser compatibilizado com o Z80, o circuito do barramento exige ligeiras modificações, devido aos sinais $\overline{IORQ}$, $\overline{RD}$ e $\overline{WR}$ dessa CPU, que também adota outra seleção de canais E/S, quando comparada à família 65XX.

Ao substituir o sinal de *clock* Ø2 da linha 65XX, o sinal $\overline{IORQ}$ deve ser invertido – motivo pelo qual IC2 foi trocado por um 74LS240, que contém *buffers* inversores.



Essa alteração vai inverter inevitavelmente todos os sinais que passarem por IC2; o que não deixa de ser útil, pois o sinal $\overline{RD}$ (leitura) também será invertido, podendo então ser usado para habilitar a transferência de dados para o barramento, sem qualquer problema de contenção.

Como os endereços AO...A3 também sofrem inversão, a numeração de 1 a 4 do *slot* fica na ordem inversa, assim como os quatro endereços disponíveis em cada *slot* individual. Outra vantagem do sinal $\overline{IORQ}$ é a considerável simplificação do circuito decodificador; de fato, dado que o Z80 é capaz de selecionar os canais 0... 255 de E/S através de $\overline{IORQ}$ e AO... A7, pode-se simplesmente eliminar, do circuito original, os componentes IC3, R1... R8 e S1 (veja a figura 1).

Dessa forma, o sinal $\overline{IORQ}$ vai conectado à linha A10 do barramento, enquanto que as linhas A4... A7 da CPU juntam-se ao grupo A12... A15 do barramento. Os pinos 18 e 19, no soquete desocupado de IC3, devem ser interligados, a fim de permitir a habilitação de IC4 por meio de $\overline{IORQ}$. É preciso instalar, por fim, as pontes "b", "d" e "g", como está indicado na figura 1.

O processador Z80 emprega sinais separados de escrita e leitura ($\overline{RD}$ e $\overline{WR}$), ao invés de combinação R/$\overline{W}$; foi preciso, então, sacrificar a linha $\overline{IRQ}$, para dar lugar à $\overline{WR}$ (terminal nº 13 do *slot* MSX). Além disso, como a linha MSX não utiliza o sinal $\overline{BUSACK}$, o estágio formado por T1, R13 e R14 pode ser excluído do circuito; a figura 2 mostra a placa de circuito impresso com todas as modificações citadas.

Conexão por cabo multiveias

Dependendo do fabricante do micro MSX, este pode conter o chamado *slot* de cartucho, um conector E/S de 50 vias ou ambos. Na prática, os conectores para *slot* são difíceis de obter, principalmente porque não passam de uma extensão da placa onde vai montada a EPROM. É possível, porém, aproveitar um cartucho mais barato (mesmo com a EPROM instalada e operando) para efetuar a conexão entre o computador e o barramento E/S, através de cabo multiveias. Deve-se apenas pensar numa forma de desativar a memória interna do cartucho sempre que os fios do barramento estejam ligados (veja a tabela 1).

Uma vez aberto o cartucho e removida a placa (o que pode exigir algum esforço e paciência, dependendo do tipo), será necessário estabelecer a ordem das conexões com o *slot*. As ligações de numeração par ficam na parte superior da placa (aquela que fica do mesmo lado da etiqueta do cartucho), ao passo que as ímpares estão localizadas na face inferior. Assim, com o lado cobreado voltado para baixo (ou seja, com a etiqueta voltada para cima), a conexão nº 2 é a primeira da direita; a conexão nº 1, portanto, estará imediata-

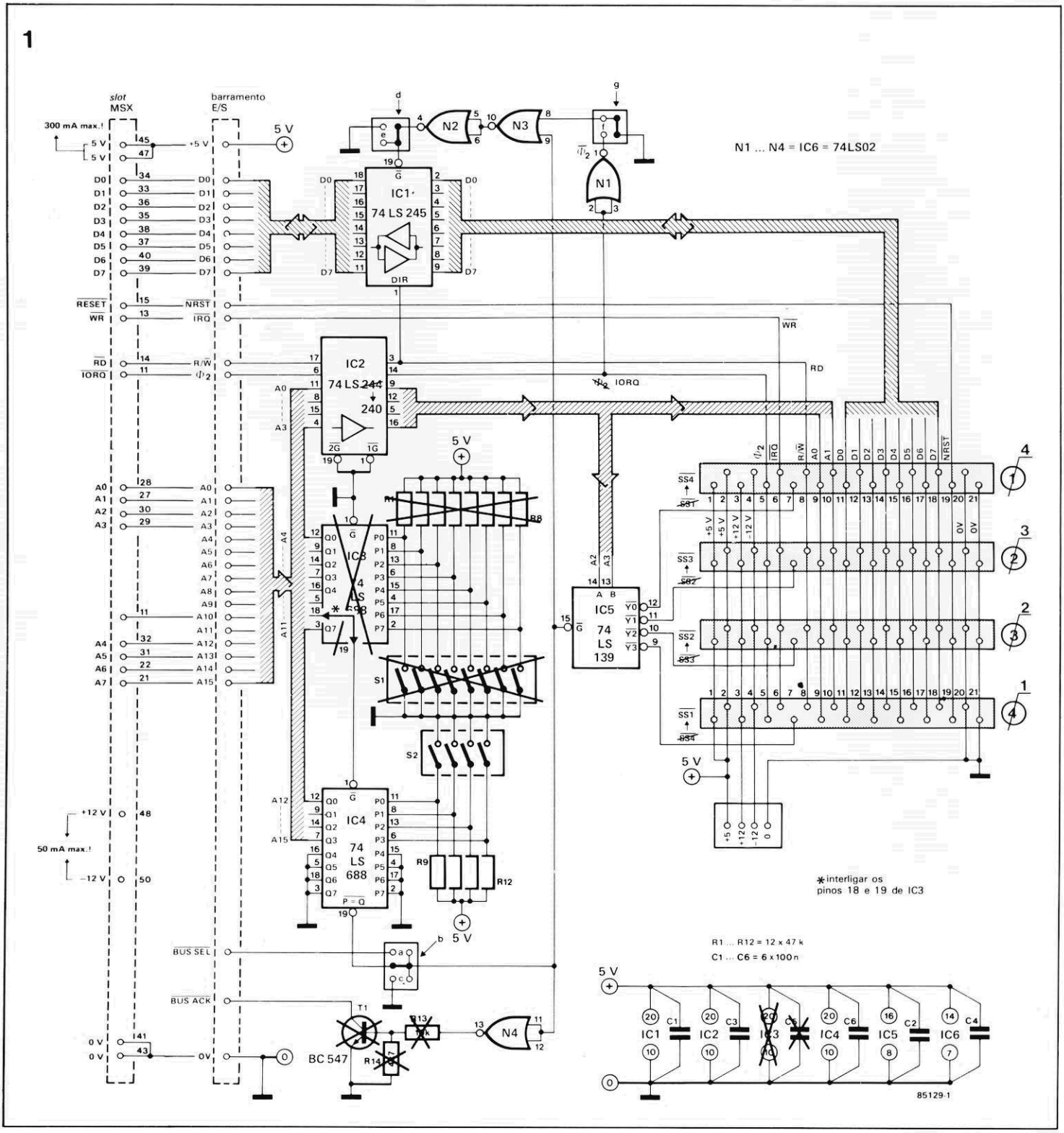


figura 1 – Projetada originalmente para micros que utilizam o microprocessador 65XX, o Barramento E/S Universal pode ser alterado para trabalhar com qualquer computador da linha MSX.

mente abaixo da nº 2, na face inferior.

Para não deixar margem a dúvidas, a abertura traseira do cartucho deverá estar, então, no lado inferior esquerdo. Se a placa do cartucho escolhido dispuser de furos metalizados livres, pode-se usá-los para soldar o cabo multiveias; caso contrário, os fios terão que ser ligados diretamente aos pinos correspondentes da EPROM. Como é sempre bom ligar pelo menos dois fios em paralelo para cada linha de alimentação, o cabo deverá ter ao menos 29 condutores. É preciso não esquecer, por fim, de abrir um rasgo em algum ponto do cartucho, para permitir a passagem do cabo multiveias.

O conector E/S de 50 vias seria uma forma de conexão muito mais "decente" com o barramento, não fosse a dificuldade de soldar e fixar o cabo ao conector e o preço elevado deste último. Assim, o melhor mesmo é ficar com solução do cartucho modificado. Falando nisso, a desativação da EPROM interna não deverá ser problema, pois certamente será um modelo da família 27XX. No caso dos tipos de 28 pinos, deve-se cortar a trilha que leva ao pino 20 ($\overline{CE}$) e soldar ao mesmo o terminal central de uma pequena chave inversora; desse modo, um dos terminais laterais vai ligado ao pino 1

2

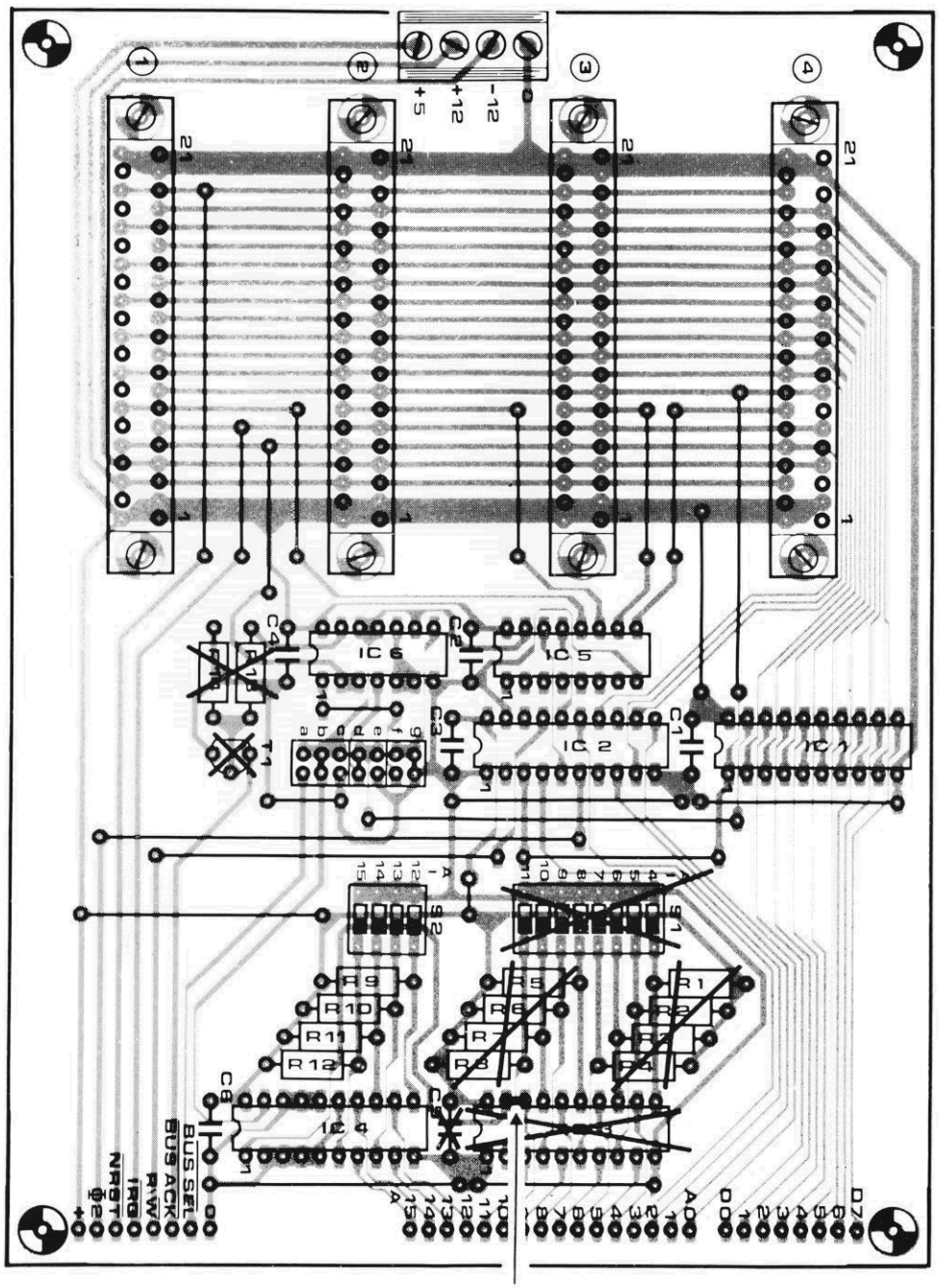


figura 2 – Modificações na placa do barramento publicado no nº 6 de Elektor. Lembre-se de interligar os pinos 18 e 19 no soquete vazio de IC3.

ou 3 do *slot* (+5 V), enquanto o outro é conectado à trilha que levava ao pino 20. Os tipos de 24 pinos devem ser submetidos ao mesmo processo, porém com seu pino 18. Para desativar temporariamente o cartucho, então, é só levar o terminal $\overline{CE}$ da memória a + 5 V (figura A).

Na tabela 1 pode-se ver a pinagem do conector de *slot* e os sinais envolvidos. Convém observar que os pinos 44 e 46 são usados para a proteção opcional do computador e do cartucho. Tal proteção, porém, exige circuitos adicionais que não são normalmente incluídos pelo fabricante; assim sendo, é sempre bom desligar o computador antes de remover ou inserir qualquer cartucho.

Testando o sistema

Feito todo o trabalho de fiação baseado na tabela 1, pode-se então testar o barramento universal, mas sem qualquer interface acoplada à mesma. O processador Z80 é capaz de controlar 256 endereços de entrada/saída e cada *slot* do barramento ocupa-se de quatro deles. Fechando-se todas as chaves do bloco S2, o computador irá localizar os *slots* na faixa 0... 15 de endereços.

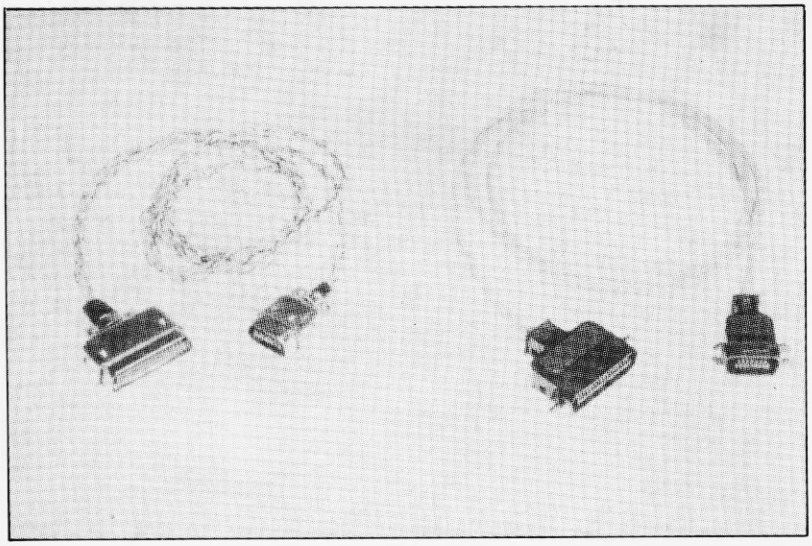
```
I/O-TEST - 1

10 FOR A=0 TO 255
20 IF INP(A)<>255 GOTO 30 ELSE 40
30 PRINTA,INP(A)
40 NEXT
```

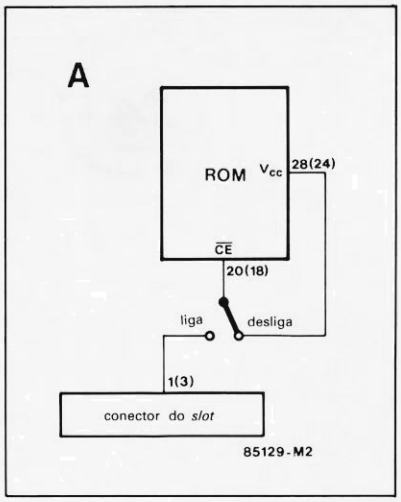
listagem 1 – Este pequeno programa verifica a conexão entre o micro MSX e o barramento E/S, além da operação correta do circuito decodificador alterado.

Tabela 1

	SLOT	←	DESCRIÇÃO DOS SINAIS
nº do pino	nome	E/S	descrição
1	$\overline{CS1}$	O	sinal seletor p/ROM 4000 a 7FFF (128 K)
2	$\overline{CS2}$	O	sinal seletor p/ROM 8000 a 8FFF (128 K)
3	$\overline{CS12}$	O	sinal seletor p/ROM 4000 a 8FFF (128 K)
4	SLTSL	O	sinal seletor de *slots*. → sinal seletor fixo para cada *slot*
5		—	reservado para uso futuro
6	$\overline{RFSH}$	O	sinal de reforço
7	$\overline{WAIT}$	I	sinal de espera p/ CPU (*wired-OR*)
8	$\overline{INT}$	I	sinal de pedido de interrupção
9	$\overline{M1}$	O	sinal do ciclo de busca da CPU
10	BUSDIR	I	sinal de controle do sentido assumido pelo *buffer* de dados externos, sempre que um cartucho é selecionado. Fica em "0" quando os dados são enviados pelo cartucho.
11	$\overline{IORQ}$	O	sinal de pedido de E/S
12	$\overline{MERQ}$	O	sinal de pedido de memória
13	$\overline{WR}$	O	sinal de escrita
14	$\overline{RD}$	O	sinal de leitura
15	$\overline{RESET}$	O	sinal de *reset* do sistema
16		—	reservado para uso futuro
17	A9	O	
18	A15	O	
19	A11	O	
20	A10	O	
21	A7	O	
22	A6	O	
23	A12	O	
24	A8	O	
25	A14	O	barramento de endereços
26	A13	O	
27	A1	O	
28	A0	O	
29	A3	O	
30	A2	O	
31	A5	O	
32	A4	O	
33	D1	I/O	
34	D0	I/O	
35	D3	I/O	
36	D2	I/O	
37	D5	I/O	barramento de dados
38	D4	I/O	
39	D7	I/O	
40	D6	I/O	
41	GND	—	terra
42	CLOCK	O	*clock* da CPU (3,58 MHz)
43	GND	—	terra
44,46	SW1,SW2	—	insere/remove proteção, se incluído
45,47	+5 V	—	alimentação de + 5V
48	+12 V	—	alimentação de + 12 V
49	SOUND IN	I	entrada de som (-5 dBm)
50	−12 V	—	alimentação de - 12V

tabela 1 – Identificação dos vários sinais disponíveis no slot *de 50 terminais dos micros MSX.*





Para se verificar o funcionamento correto do estágio decodificador de endereços modificado, dois bits de cada *slot* vão ligados diretamente ao seu sinal $\overline{SS}$ (pino 7), gerando assim um byte para ser lido pelo micro, no endereço adequado. Começando então pelo *slot* nº 1, os pinos 17 e 18 vão ligados ao pino 7 correspondente; no segundo *slot*, são os pinos 15 e 16; no terceiro, os pinos 13 e 14; e no quarto, 11 e 12. Essa numeração de *slots*, convém lembrar, refere-se ao novo circuito, que inverteu a ordem dos conectores (veja a fig. 1). O computador, além disso, somente poderá ler tais endereços mediante as ligações sugeridas.

Sempre que o computador endereçar um dos *slots*, o sinal $\overline{SS}$ correspondente irá para o nível 0, juntamente com os bits de dados associados. Isto resulta em uma série de valores decimais nos *slots*, assim distribuídos: *slot* 1 = 63; *slot* 2 = 207; *slot* 3 = 243; *slot* 4 = 252. A listagem 1 mostra um programa capaz de testar todas as localidades de entrada/saída entre 0 e 255; ele evita qualquer endereço com todos os bits em 1 (ou seja, de 255 para cima).

A faixa de 0 a 127 está reservada para o barramento E/S, já que o próprio micro utiliza a área de 128 em diante. Os locais 152 e 162, por exemplo, contêm os status do VDP (processador de vídeo) e do PSG (gerador de som programável), respectivamente. Se os valores decimais indicados não forem lidos corretamente pelo programa, será sinal de algum erro de fiação ou de ausência das pontes "b", "d" ou "g".

Por outro lado, se o primeiro programa rodar corretamente, pode-se avançar nos testes, acoplando uma ou mais interfaces ao barramento e verificando se o micro é capaz de comandá-las satisfatoriamente. Enfim, à medida que o micro vai evoluindo para a condição de "sistema", a necessidade de cabos começa a se fazer sentir, para que unidades de disquetes, impressoras, modens e outros periféricos possam fazer parte desse sistema. Considerando o custo dos cabos prontos de interligação, talvez seja compensador confeccioná-los em casa. A figura 3 traz as conexões necessárias para uma impressora, sob a forma de uma tabela e os dois conectores requeridos; o de 14 vias vai acoplado ao micro e o de 36 (conhecido como conector *Centronics*), à impressora. ◼

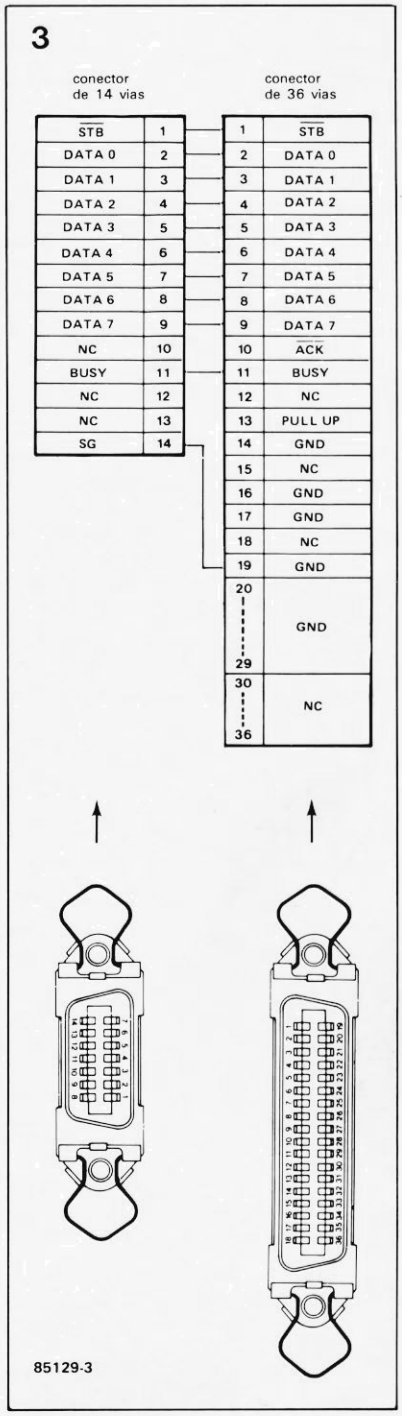


figura 3 – Pode ser vantajoso confeccionar por conta própria o cabo para a impressora. Bastam onze fios entre dois conectores, conforme as indicações sugeridas.

Propulsão elétrica para satélites

Dr. Anthony Martin
Laboratório Culham, Abingdon, Oxfordshire

O combustível é sempre uma parte significativa da massa dos satélites de comunicações. Boa parte dele é gasta nos pequenos propulsores que mantêm a nave estacionária em relação à estações terrestres de rastreamento. A propulsão elétrica, porém, promete substituir os combustíveis químicos, com grande economia de peso e espaço para equipamentos eletrônicos; são os motores iônicos prestes a entrar em ação

Grande parte dos satélites comerciais é colocada em órbitas geoestacionárias – isto é, órbitas com um período de 24 horas, durante o qual a Terra dá uma volta completa em torno de seu eixo e o satélite completa uma volta em torno da Terra. Em outras palavras, o satélite parece estar imóvel no céu e as antenas com as quais se comunica não precisam ser deslocadas ou giradas para acompanhá-lo.

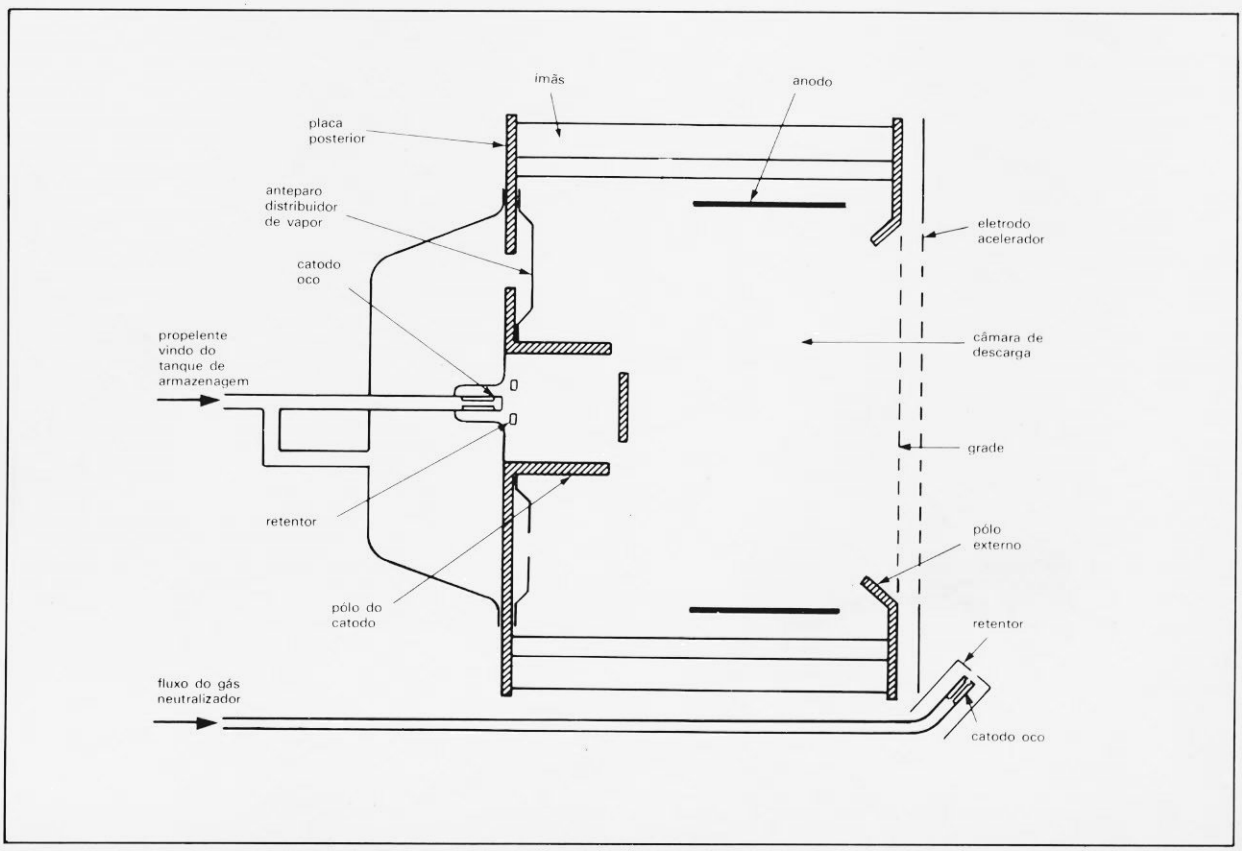
Quase todo o sistema terrestre de comunicações a longa distância está organizado dessa forma, incluindo as redes telefônicas intercontinentais e as transmissões de TV. Já existem até planos bem adiantados prevendo os satélites de transmissão direta, capazes de enviar sinais com uma potência suficientemente elevada para permitir a captação através de pequenas antenas parabólicas, em qualquer lugar, dispensando as grandes estações receptoras.

Satélites sem qualquer tipo de controle, porém, não permanecem em sua órbita de 24 horas por muito tempo. O Sol e a Lua, com sua atração gravitacional, tendem a distorcer a órbita dos satélites, que por sua vez tenderiam a vagar pelo céu, dificultando tremendamente seu rastreamento. Esse efeito deve ser compensado, então, por um sistema propulsor de bordo, que corrija a velocidade em cerca de 50 m/s ao ano.

É essencial, portanto, dispor de um comando de órbita para manter o satélite "fixo" ou alinhado com a estação. De fato, esse recurso pode influir decisivamente na vida útil do satélite, pois uma vez fora de controle, a carga é desligada e a nave, abandonada.

Sistemas de propulsão atuais

Assim sendo, qualquer equipamento de controle orbital deve ser confiável e durar bastante, o que significa cerca de 10 anos para os satélites atuais. Deve também pesar o menos possível, pois cada quilograma não utilizado para a carga útil reduz a rentabilidade do satélite.



Vista em corte de um motor iônico que atua pelo bombardeamento eletrônico.

Os satélites agora em uso ainda empregam propulsores químicos para a correção de órbita, os quais produzem um potente jato de gás a partir da reação dos propelentes em uma câmara adequada. A velocidade do jato (ou seja, da exaustão dos gases resultantes da reação química) é um dos fatores mais importantes do sistema propulsor. Isto porque a quantidade de propelente usado para garantir a correção dos 50 m/s anuais depende exponencialmente da relação entre a variação de velocidade da nave e a velocidade de expulsão dos gases. Dessa forma, quanto maior esta última velocidade, tanto menor poderá ser a massa de propelente necessária para manter o satélite "na linha" durante 10 anos.

Os propulsores monopropelentes exibem uma velocidade de exaustão de 2,2 km/s e, no caso de uma missão de 10 anos, devem levar 200 gramas de combustível para cada quilograma de massa do satélite, no início das operações. Já os modelos bipropelentes atingem marcas de 3 km/s, exigindo apenas 150 gramas de propelente para cada quilograma do satélite – às custas, no entanto, de propulsores mais pesados e complexos.

A propulsão iônica ou elétrica

A energia liberada por uma reação química, porém, é limitada; para atingir maiores velocidades de exaustão, não se pode depender do propelente como fonte direta de energia. Aí é que entram os propulsores elétricos, como alternativa aos tradicionais foguetes químicos: a energia elétrica é usada para acelerar o propelente a velocidade muito mais elevadas, até a faixa de 30 a 40 km/s. São necessários, desse modo, somente 12 a 17 gramas de propelente para cada quilograma do satélite. Claro que a massa total ganha a contribuição do motor iônico e de suas fontes de alimentação, mas mesmo assim as vantagens são indiscutíveis.

O caso dos satélites de 2 toneladas, típico dos que serão usados até o final do século nas mais importantes redes de comunicações, serve perfeitamente para ilustrar essas vantagens. O principal requisito na propulsão de um satélite, como já vimos, é a habilidade de variar sua velocidade em 50 m/s ao ano (para manter o alinhamento com as estações de terra), além de uma variação inicial de 60 m/s (a fim de colocar o satélite em sua órbita correta).

Pois bem, utilizando-se um propulsor elétrico na execução dessas manobras, é possível obter acréscimos de até 25% na carga útil, numa comparação com a massa requerida por foguetes químicos, que exigem maior quantidade de propelente. Traduzindo em números práticos, isso significa uma economia de 280 a 300 kg em um satélite de 2 toneladas. Para se ter uma idéia da importância dessa economia, basta citar o exemplo de um moderno satélite de comunicações: o *Olympus 1*, que está sendo construído pela *British Aerospace* para a Agência Espacial Européia, vai levar equipamentos de telecomunicações que pesam, no total, 307 kg.

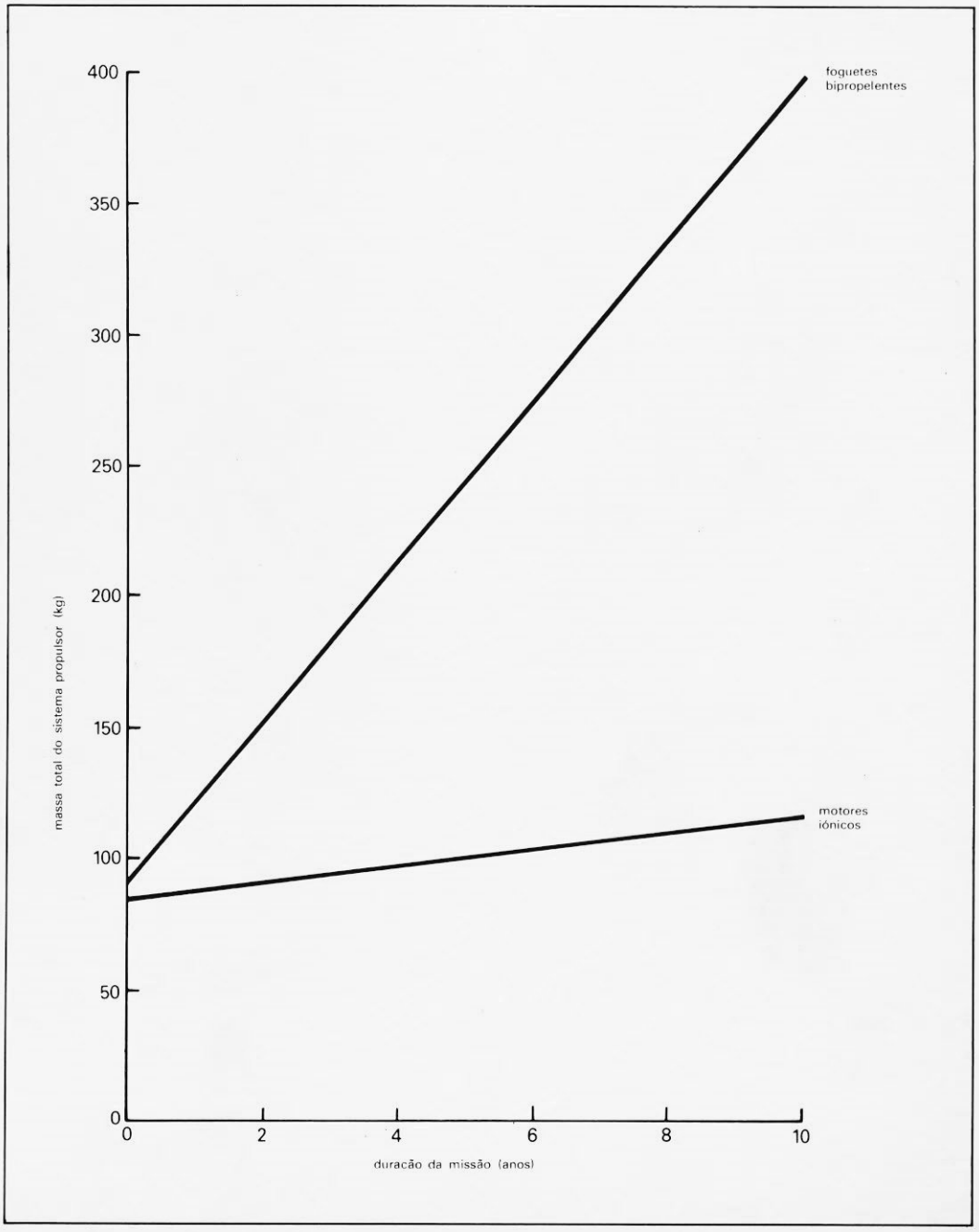
O motor iônico

Sabemos então que no sistema de propulsão elétrica o propelente sofre uma aceleração, visando-se obter maior impulso no reposicionamento do satélite. Para que isto ocorra, é preciso remover átomos dos elétrons do propelente, gerando íons; o bombardeamento dos átomos é de longe a melhor forma de se conseguir essa ionização.

Assim, no motor iônico que funciona por esse princípio os elétrons "bombardeadores" são emitidos por um catodo e acelerados em direção a um anodo cilíndrico, colidindo com o propelente injetado numa câmara especial. Na parte frontal dessa câmera existe um sistema extrator de íons, geral-

propulsão elétrica para satélites

Comparação entre propulsão elétrica e foguetes químicos com dois propelentes, considerando uma missão de 10 anos. Os gráficos referem-se a um satélite geoestacionário de 2 toneladas, que deve passar por um ajuste inicial de órbita e uma alteração anual de 50 m/s em sua velocidade.



Motor iônico inglês com 10 cm de diâmetro, projetado para corrigir a órbita de satélites de várias toneladas e cujos testes estão sendo agora efetuados com um propelente à base de xenônio.

mente composto por duas grades dotadas de uma grande quantidade de minúsculos orifícios perfurados com precisão. Um potencial elétrico de 1000 a 1500 volts é aplicado entre as grades, fazendo com que os íons sejam "puxados" da câmara de descarga e acelerados em direção à segunda grade, formando um feixe.

Na ausência total de controle, contudo, o satélite iria formar rapidamente uma grande carga negativa – motivo pelo qual um neutralizador é também introduzido no processo, retirando elétrons e equilibrando a carga elétrica da nave.

Tudo o que foi exposto faz parte da etapa propulsora do sistema, mas não podemos esquecer que para funcionar ela precisa de uma fonte de alimentação – que poderia ser, por exemplo, o próprio conjunto de células solares que energiza o satélite. Em princípio não haveria problemas com essa solução, pois o sistema de conversão fotoelétrica costuma ser superdimensionado, normalmente prevendo a degradação natural das células no espaço.

Por outro lado, poderiam ser utilizadas as baterias que todo satélite carrega, destinadas a alimentá-lo nos períodos de obscurecimento das células solares. Os propulsores típicos em desenvolvimento pedem algumas centenas de watts para funcionar – ou seja, apenas uma pequena fração dos vários quilowatts disponíveis a bordo dos grandes satélites de telecomunicações.

Assim, a necessidade de extrair energia elétrica do satélite, ao invés de aproveitar simplesmente as reações químicas dos propulsores, norteia todo o projeto desses sistemas de propulsão. Se, por um lado, as grandes velocidades de exaustão minimizam as exigências de propelente, pelo outro tendem a tornar a fonte de energia elétrica da nave mais e mais pesada, à medida que as necessidades de potência vão se tornando maiores. Existe, portanto, um ponto de compromisso entre a redução da massa de propelente e o aumento na massa da fonte de alimentação.

Os sistemas futuros

Apesar de todas as previsões otimistas sobre a propulsão iônica, os satélites de comunicações continuam usando propulsores químicos. Existem, é claro, várias razões para isso. Em primeiro lugar, embora os propulsores elétricos sejam capazes de elevar de 20 a 25% a carga útil dos satélites, só recentemente tornaram-se comuns os modelos com mais de uma tonelada, na área de telecomunicações. As gerações anteriores desses veículos não passavam dos 750 kg e o ganho de carga não era considerado elevado o suficiente para justificar o desenvolvimento de novos sistemas de propulsão.

Em segundo lugar, apenas há pouco tempo os satélites de comunicações passaram a levar fontes de energia de vários quilo-

watts – caso em que os sistemas elétricos significam uma pequena carga adicional, em contraste com as pequenas potências anteriormente disponíveis a bordo, que não ultrapassavam os 1000 watts. Os motores iônicos, na época, representavam um desperdício muito grande de energia para serem considerados nessa missões.

Por fim, houve também a resistência natural dos técnicos a mudanças um tanto radicais e a relutância em adotar o que ainda é visto como um sistema complexo de estranhos propulsores, fontes e controles, quando comparado aos familiares foguetes químicos, exaustivamente testados e supostamente mais simples. Os benefícios trazidos por essa mudança tornaram-se finalmente atraentes, obrigando vários grupos a repensar aquelas opiniões.

Como objeção suplementar ao uso da propulsão elétrica existia também o problema do propelente escolhido, que era o mercúrio. Não há dúvida que é, até hoje, a substância ideal para esse trabalho, por ser pesado, denso e facilmente armazenado. Mas deixava a desejar em outros pontos, já que tende a se amalgamar rapidamente com vários metais, tais como cobre, ouro e alumínio; em outras palavras, boa parte da estrutura da nave, de sua fiação e até o conjunto de células solares ficavam vulneráveis ao propelente.

Além disso, o mercúrio apresenta a inconveniência de ser líquido à temperatura ambiente, obrigando a vaporizá-lo por aquecimento, antes de ser introduzido no propulsor. E, uma vez dentro do mesmo devia ser mantido como vapor, pois se chegasse a condensar seria o caos, com quebra de isolação em altas tensões, pane nas fontes e danos para as células solares, entre outras coisas.

Todas essas desvantagens poderiam ser eliminadas (ou pelo menos bastante reduzidas) se fosse utilizado um gás no lugar de um metal em estado líquido. A escolha recaiu sobre o xenônio, um gás raro inerte que não reage com os elementos do interior do satélite nem os contamina; ademais, não oferece perigo às instalações elétricas, pois não tende a condensar sobre os componentes. E a alimentação exigida resulta fatalmente mais simples, uma vez eliminada a necessidade de aquecer o propelente e mantê-lo vaporizado;a confiabilidade geral do sistema, portanto, só tem a ganhar com isso.

Pode-se dizer, enfim, que os problemas de justificativa econômica e exigência de energia, até aqui associados à propulsão elétrica, diminuiram em importância, enquanto aqueles relacionados com a escolha do propelente e a complexidade das fontes foram quase superados pelo desenvolvimentos dos próprios propulsores. Parece ter chegado, portanto, o tempo de maturação dessa nova técnica de propulsão.

Um primeiro e bem sucedido programa de trabalho envolvendo motores iônicos, patrocinado pela Força Aérea Britânica e pelo Laboratório Culham, foi encerrado em 1978 – não porque os sistemas desenvolvidos apresentassem resultados pouco satisfatórios, mas devido aos problemas econômicos e técnicos mencionados há pouco.

Felizmente, o trabalho foi agora reativado, visando fornecer motores iônicos para o reposicionamento orbital de satélites com várias toneladas de massa. Baseia-se em propulsores com 10 cm de diâmetro, atuando com xenônio no lugar do mercúrio, mas que mantêm basicamente as mesmas características dos modelos desenvolvidos em 78; a única modificação resumiu-se à eliminação dos componentes usados na vaporização do mercúrio. Os cronogramas atuais prevêem um vôo de prova em 1989, a bordo de um satélite experimental, e o lançamento comercial logo em seguida.

Os ingleses não são os únicos envolvidos em tais pesquisas, obviamente; todas as grandes nações com programas espaciais planejam testar sistemas elétricos de propulsão nos próximos anos. Os Estados Unidos, por exemplo, pretendem lançar um satélite com dois motores impelidos por mercúrio, enquanto o Japão já fez seus testes em órbita, lançando um pequeno sistema a mercúrio e operando-o durante 200 horas seguidas; está desenvolvendo, também um propulsor a xenônio com 12 cm de diâmetro. A Alemanha tem planos de lançar um sistema alimentado por xenônio, com 10 cm de diâmetro, a bordo do EURECA (*European Retrievable Carrier* ou Transportador Europeu Recuperável), para um teste de seis meses.

Cercados de tanto interesse, parece claro que os sistemas propulsores elétricos encontraram finalmente seu caminho e deverão ser muito utilizados a partir da próxima década. O foco do trabalho, então, deverá deslocar-se do desenvolvimento de um novo sistema propulsor, para se concentrar em seu aperfeiçoamento, tornando-o mais flexível, eficiente e econômico. Sua trajetória será certamente bem longa, beneficiando também as viagens espaciais. ◀

Filtro variável para DX

Chegou, finalmente, a solução dos problemas enfrentados pelos ouvintes de ondas curtas: um filtro capaz de tornar mais inteligíveis as estações fracas e distantes (especialmente quando encobertas por outras mais potentes e menos interessantes) e também de silenciar todos queles irritantes ruídos provocados por batimento de freqüências.

J. Barendrecht

Entre as estações que transmitem em ondas curtas (ou seja, entre 3 e 30 MHz), existem rádios comerciais, emissoras de prestação de serviços e radioamadores. Os ouvintes de OC (também conhecidas por SW, de *short waves*), que se dedicam a "caçar" e catalogar tais estações, dão preferência às mais distantes, que emitem sinais de baixa potência, demonstrando uma incrível paciência em captá-las, separando-as de emissoras mais próximas, com sinais mais fortes. Paciência só não basta, porém: como existem estações de ondas curtas em quase todo o mundo, essa faixa está sempre bastante congestionada, exigindo uma boa seletividade do receptor.

Os modelos mais sofisticados de rádios para ondas curtas incluem uma série de circuitos concebidos especialmente para melhorar a seletividade – tais como seletores de banda passante, deslocadores de FI e filtros de rejeição de faixa, que suprimem freqüências indesejáveis dentro da FI. São recursos que realmente ampliam o poder de "discernimento" do receptor, mas infelizmente são pouco encontrados em modelos mais baratos. Nestes, são comuns os problemas de seleção limitada da largura de faixa e as medíocres possibilidades de filtragem, que dificultam tremendamente o trabalho do hobista de OC. Por outro lado, devido às estreitas faixas de RF usadas pelas emissoras, é muito frequente a ocorrência de batimentos, provocados por interferência de portadoras ou bandas laterais.

Como não nos pareceu adequado alterar estágios inteiros de RF ou FI dos receptores comerciais, resolvemos sugerir então um circuito que ataca o problema da seletividade "por fora", através de um filtro variável para ser usado juntamente com a seção de áudio do receptor. Seu diagrama de blocos pode ser visto na figura 1, onde estão representadas as três seções de filtragem de que ele é composto.

Dois filtros variáveis, um passa-altas e outro passa-baixas, formam juntos um filtro passa-banda com flancos de corte bastante abruptos e uma largura de faixa que pode ser variada de 400 Hz a 3,5 kHz (em outras palavras, sua banda passante pode ser posicionada em qualquer ponto, dentro desse espectro de freqüências).

Em seguida, vêm dois filtros rejeita-faixa comutáveis, empregados na supressão de ruídos de batimento, dentro da faixa delimitada, permitindo eliminar praticamente qualquer interferência existente.

É preciso ressaltar, no entanto, que o filtro variável não pode ser considerado uma panacéia para receptores mal projetados, pois a seletividade é, antes de tudo, determinada pela qualidade dos estágios de RF e FI. Além disso, o controle automático de ganho (CAG) do receptor continua determinando o ganho em FI; portanto, sinais telegráficos de grande intensidade, por exemplo, embora bastante atenuados pelo filtro, não

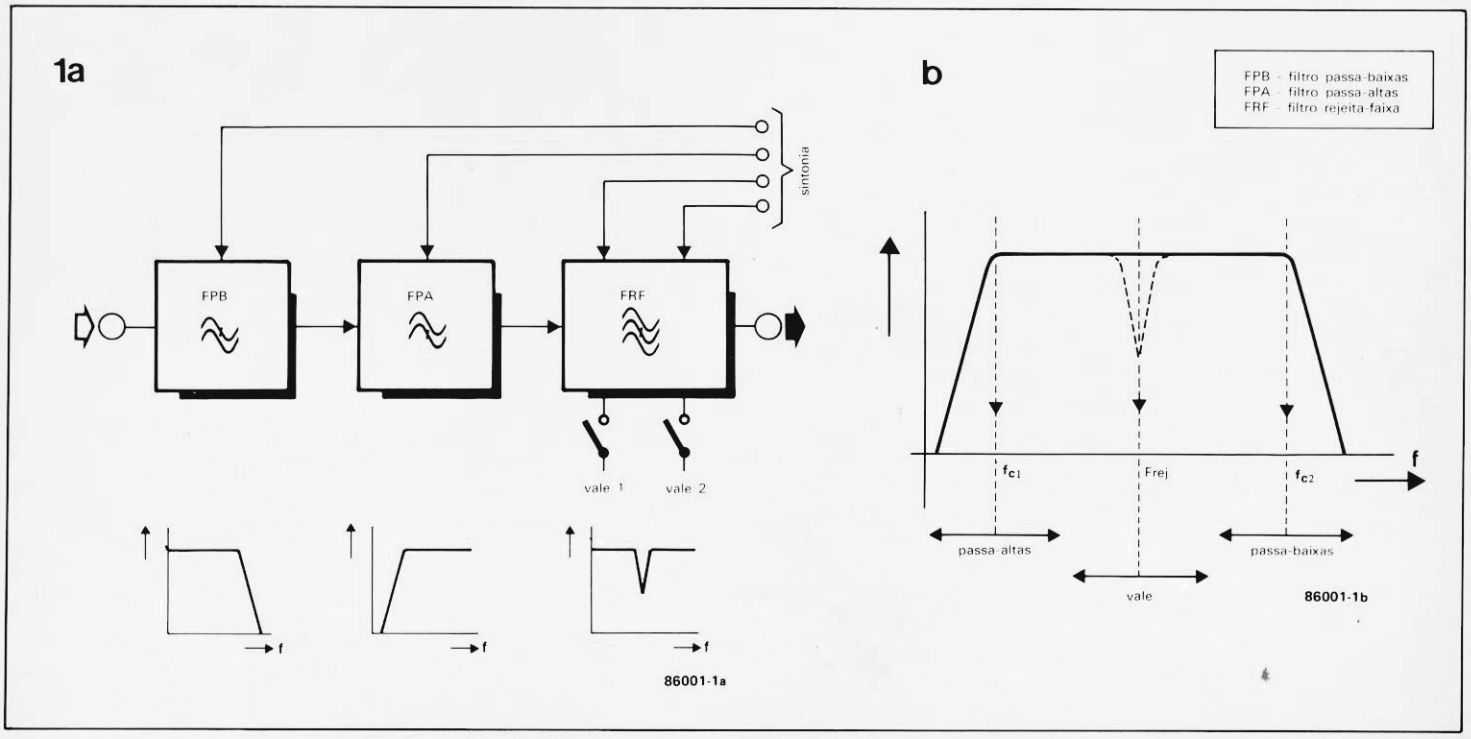


figura 1 - Ligando vários filtros sintonizados em cascata, pode-se obter uma faixa de áudio variável. Os filtros de rejeição de banda ajudam a eliminar qualquer ruído indesejável.

deixarão de bloquear a recepção ritmicamente.

Filtros sincronicamente variáveis

O circuito proposto usa filtros ativos baseados em amplificadores operacionais. Devido aos bruscos flancos de corte exigidos, foram escolhidos filtros de 4ª ordem, nos quais é preciso variar os valores de resistência e capacitância simultaneamente, a fim de se obter uma freqüência de corte continuamente variável. Não é algo fácil de se realizar em filtros de 4ª ordem, mas graças a uma técnica denominada "resistência controlada por largura de pulso", adotada em nosso caso, pode-se conseguir uma sincronização quase perfeita de sintonia dos vários filtros, mantendo fixos os capacitores.

O princípio básico dessa técnica está ilustrada na figura 2: nada mais que uma chave eletrônica curto-circuitando periodicamente um resistor. Na prática, a freqüência de comutação permanece constante, mas seu fator de trabalho (= razão entre largura de pulso e espaçamento entre pulsos) é variável. Assim sendo, a resistência eficaz resultante pode ser calculada pela fórmula:

$$Re = Rt/T,$$

onde "t" é o tempo de espaçamento e "T", a largura de pulso do sinal comutador. Desde que sua freqüência seja bem superior à do áudio aplicado ao resistor, esse sinal não cria problemas de interferência. Além disso, pode-se garantir um elevado grau de sincronia utilizando resistores de alta estabilidade, tais como os de filme metálico, com 1% de tolerância.

O filtro, em blocos e esquema

O diagrama de blocos do filtro para DX está representado na figura 3. Observe que os filtros passa-baixas (FPB) têm um sinal comum de controle, assim como os passa-altas (FPA), enquanto os dois filtros rejeita-faixa (FRF) possuem ajuste individual. Os estágios FPB e FPA foram montados com filtros do tipo Sallen/Key, exigindo uma curva Butterworth de 24 dB/8ª e resposta plana ao longo de toda a faixa de passagem.

Ao menos teoricamente, portanto, poderíamos esperar um corte de 48 dB/8ª para as baixas freqüências e de 72 dB/8ª para as altas freqüências. Para efeitos práticos, entretanto, é preferível considerar este último valor como 60 dB/8ª, descontando tolerâncias e deriva do circuito.

Os filtros de rejeição de faixa são do tipo duplo T, nos quais os elementos determinantes da freqüência de atuação podem ser curto-circuitados com chaves, fazendo os operacionais correspondentes trabalharem como simples estágios de reforço.

O esquema completo do filtro variável pode ser visto na figura 5,

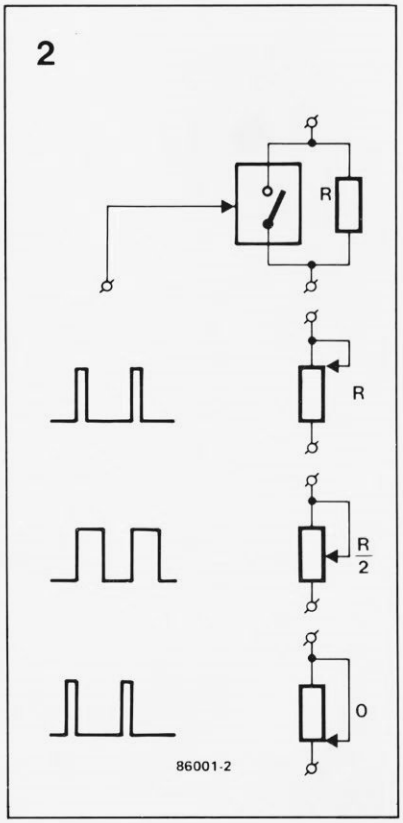


figura 2 - Os filtros sintonizados aqui descritos adotam o princípio da resistência controlada por largura de pulso.

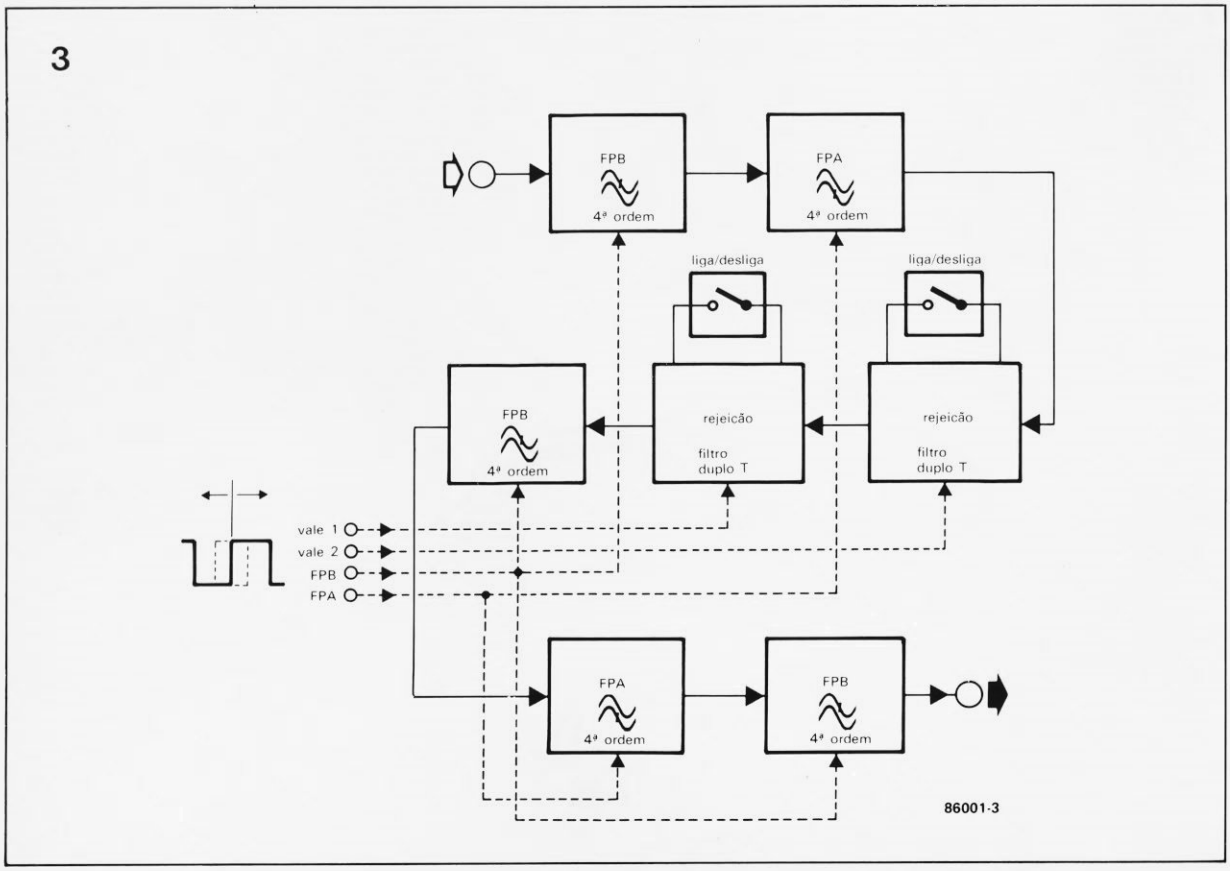


figura 3 - Este diagrama de blocos mostra que o filtro para DX consiste de vários filtros sintonizados em sincronia, do tipo passa-baixas, passa-altas e rejeita-faixa.

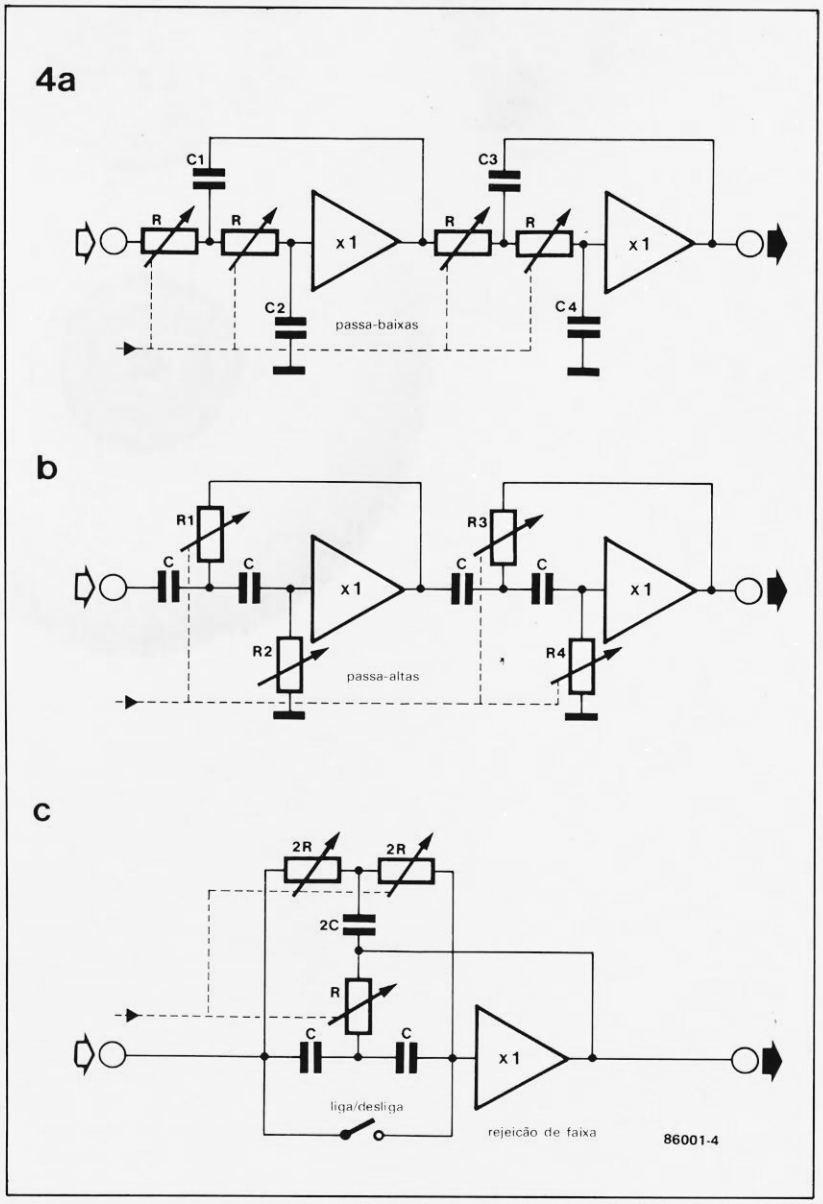


figura 4 - Configuração básica dos tipos de filtro utilizados.

dividido em duas partes. Graças à maneira como foi concebido, pode ser ligado diretamente à saída "gravação" ou "auxiliar" do receptor; prevendo isso, o ganho do estágio de entrada (IC1) pode ser ajustado entre 0 e 34 dB, através de P1, permitindo total controle do nível de entrada.

O sinal de entrada, já amplificado, passa então por uma série de estágios de filtragem, assim distribuídos: passa-baixas (A1/A2), passa-altas (A3/A4), rejeita-faixa (A5 e A6), passa-baixas (A7/A8), passa-altas (A9/A10) e, finalmente, passa-baixas (A11/A12). Os sinais de controle para esses vários estágios adentram o circuito pelos terminais 1... 4.

As seções de controle, encarregadas de produzir os sinais comutadores, aparecem na figura 5b. O astável formado por IC13 conta com uma fonte de corrente (T1) entre seu pino 7 e o positivo da alimentação, ocupando o lugar do tradicional resistor – uma configuração que permite carregar linearmente o capacitor de tempo C47. A tensão dente-de-serra resultante, com uma freqüência de 40 kHz e disponível no pino 2 de IC13, é então aplicada às entradas não inversoras dos comparadores A13... A16.

Ajustando-se em seguida as tensões de disparo presentes em suas entradas inversoras, pode-se variar o fator de trabalho dos pulsos retangulares de saída. Os limiares de disparo podem ser variados, de forma contínua, pelos potenciômetros P8 (FPB), P11 (FPA), P14 (vale 1) e P17 (vale 2); os trimpots associados a esses potenciômetros estabelecem os limites de faixa dos filtros.

Os filtros de rejeição (que provocam os "vales" atenuadores) podem ser inseridos no circuito por intermédio de S1 e S2, bastando para isso deixá-las abertas; quando fechadas, excluem esses filtros do conjunto. Obtém-se um ajuste preciso dos vales de rejeição por meio das redes P2/R21/C16 e P3/R27/C21 (veja a fig. 5a).

Montagem

A placa impressa especialmente projetada para o filtro está na figura 6, vista pelos dois lados, em escala 1:1. Veja que, por conveniências práticas, ela pode ser cortada em duas partes, ao longo da linha tracejada, uma delas contendo apenas os geradores dos sinais de chaveamento e a outra, todos os estágios de filtragem e amplificação.

Recomenda-se utilizar, na medida do possível, capacitores de boa qualidade e resistores de alta estabilidade, dando preferência aos de filme metálico. Quanto aos indutores L1, L2 e L3, são três choques idênticos para RF e devem ser confeccionados pelo montador; consistem de 6 espiras de fio esmaltado (com bitola de 0,25 mm) sobre pequenos núcleos de ferrite de 3 x 3 mm.

Comece por soldar todas as pontes indicadas, para depois montar os vários componentes. Em seguida, interligue nas duas partes da placa os pontos correspondentes aos terminais + 8V, -8V, 1, 2, 3 e 4. Os potenciômetros devem ser ligados de modo que seus cursores apontem para os terminais "a" quando voltados totalmente no sentido anti-horário; assim, os ajustes no sentido horário corresponderão sempre a uma elevação da freqüência.

As chaves S1 e S2 são conectadas entre o terminal M (positivo da alimentação) e seus respectivos pontos no circuito impresso. Resta apenas, então, falar da fiação de entrada e saída; note primeiro que, além da saída A convencional, mais duas foram acrescentadas, prevendo eventuais conexões com gravadores ou decodificadores de morse/telex. A blindagem só é necessária na entrada e saídas do filtro; para as demais conexões pode-se empregar cabo multiveias ou pequenas extensões de fio encapado.

A fonte de alimentação sugerida (figura 7a) é do tipo convencional e pode parecer, à primeira vista, um tanto superdimensionada. No entanto, poderá mostrar-se útil se você resolver usar um amplificador de áudio como o da figura 7b – que pode ser ligado ao filtro através do cursor de P6, da saída A. Tanto a fonte como o amplificador, porém, são apenas su-

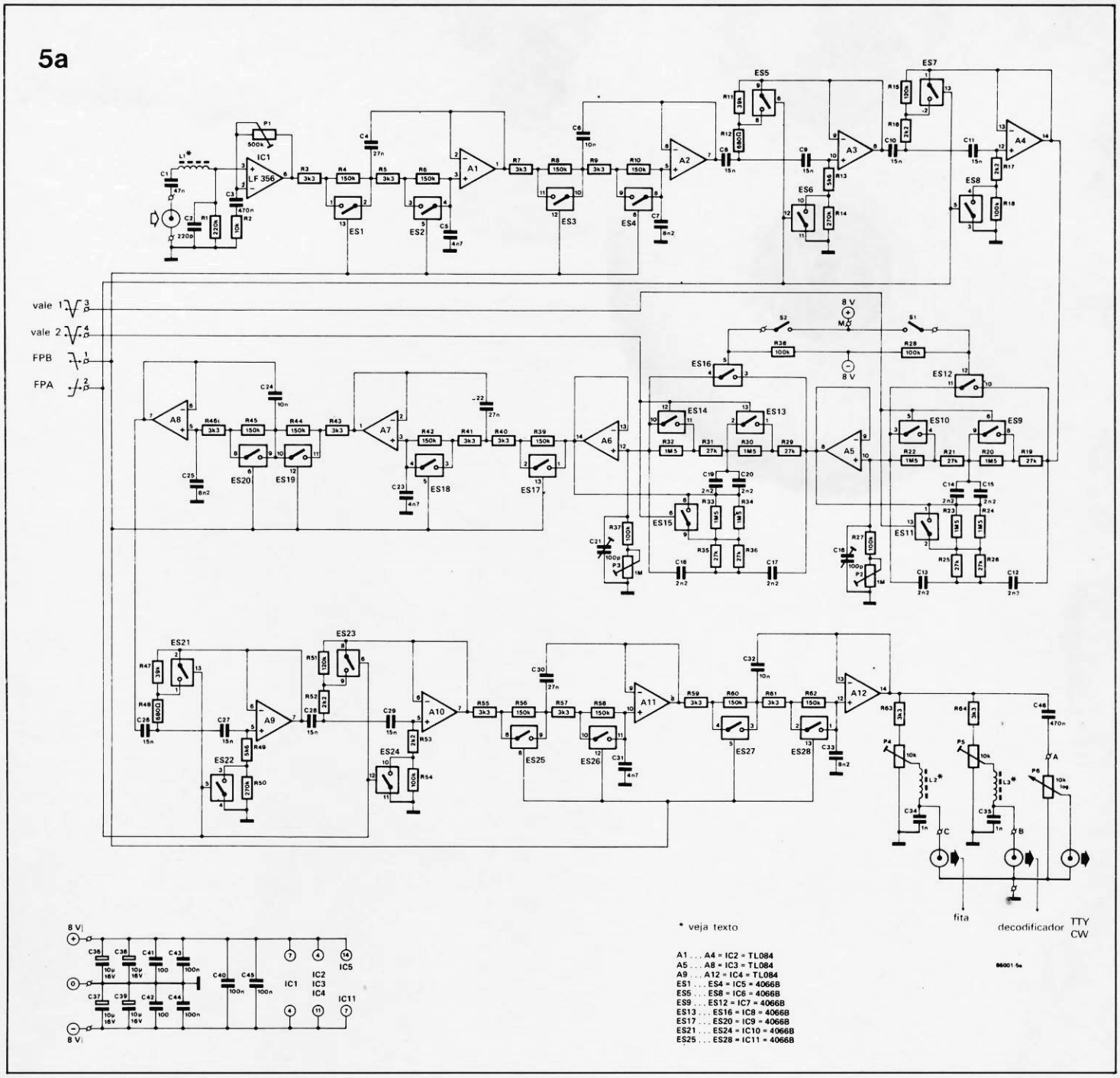


figura 5a - Esquema das seções de filtragem e amplificação.

gestões e não dispõem de placas de circuito impresso.

Calibração do filtro

O ajuste final do circuito deve começar posicionando-se P1, P2 e P3 a meio curso e uma série de outros trimpots totalmente no sentido horário (posição de mínima resistência), que são: P7, P9, P10, P12, P13, P15, P16 e P18. Os dois filtros de rejeição devem ficar desligados, a princípio.

A primeira coisa a fazer é determinar a faixa coberta pelos potenciômetros P8, P11, P14 e P17; utilize, para isso, um osciloscópio ligado à saída de A13, que permita visualizar o sinal retangular ali existente. Gire então P8 todo para a esquerda (com o cursor apontando para "a"), o que vai levar a tensão de saída a um nível constante de -7V, aproximadamente. Passe então para P7, ajustando-o cuidadosamente até que comecem a surgir os pulsos positivos.

Feito isto, leve P8 totalmente para a direita, no sentido horário, o que deve resultar em um nível alto constante na saída de A13. Atuando então sobre P9, faça aparecer os pulsos negativos devidos. Esse procedimento, que vale também para os outros três potenciômetros da fig. 5b, deve ser repetido pelo menos uma vez em cada um, a fim de assegurar o posicionamento correto de faixa.

Se realizado exatamente como sugerido, esse procedimento de ajuste vai resultar nas máximas faixas de sintonia dos filtros – ou seja, corte de 3,5 kHz e vales em 2,5 kHz, no máximo. Caso você as considere amplas demais, poderá estreitá-las com o auxílio dos respectivos trimpots.

Como já vimos, P1 adapta o circuito ao nível de saída do receptor; ajuste-o adequadamente, a fim de evitar ceifamento do sinal. Falta, por fim, saber como "mexer" nos demais ajustes, para que os vales de rejeição sejam corretamente posicionados. Comece fazendo

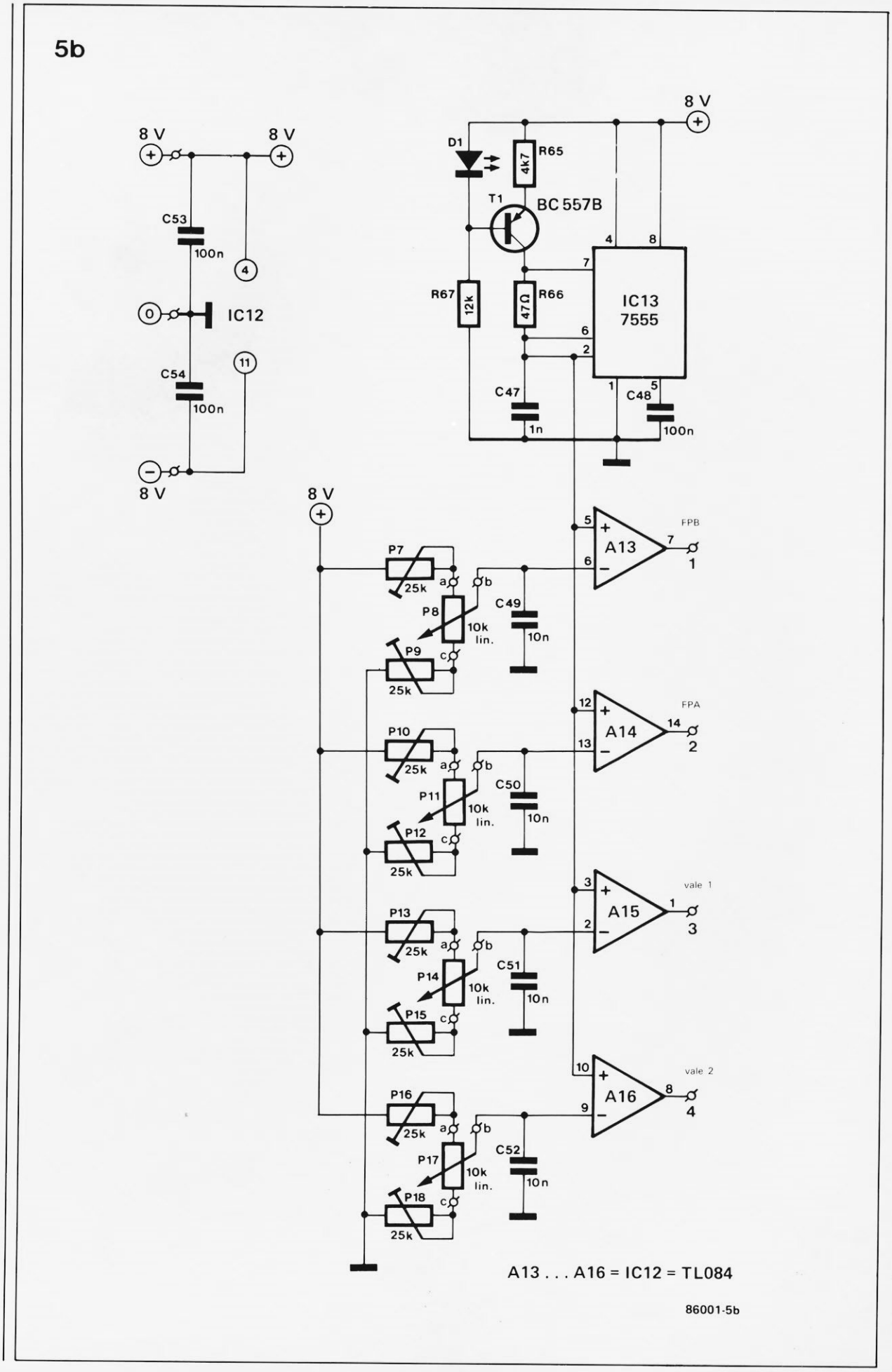


figura 5b - Esquema da secão geradora de pulsos.

7a

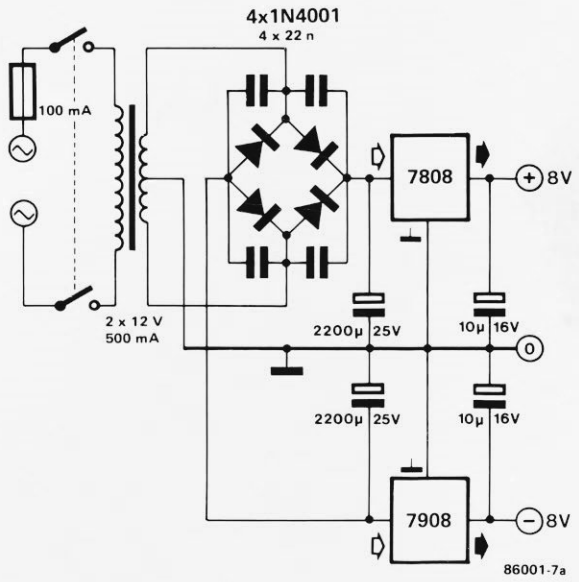


figura 7a - Exemplo de uma fonte simétrica de +8 e -8 volts.

7b

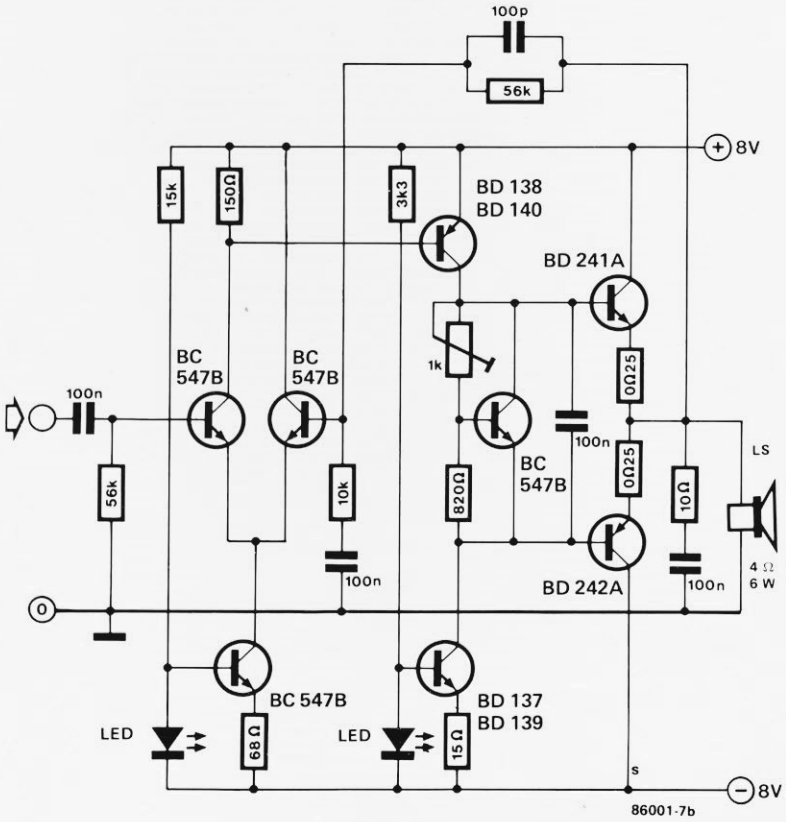


figura 7b - Sugestão de amplificador de áudio para o filtro.

Lista de componentes

*Resistores**
R1 - 220 k
R2 - 10 k
R3, R5, R7, R9, R40, R41, R43, R46, R55, R57, R59, R61, R63, R64 - 3,3 k
R4, R6, R8, R10, R39, R42, R44, R45, R56, R58, R60, R62 - 150 k
R11, R47 - 39 k
R12, R48 - 680
R13, R49 - 5,6 k
R14, R50 - 270 k
R15, R51 - 120 k
R16, R17, R52, R53 - 2,2 k
R18, R27, R28, R37, R38, R54 - 100 k
R19, R21, R25, R26, R29, R31, R35, R36 - 27 k
R20, R22, R23, R24, R30, R32, R33, R34 - 1,5 M
R65 - 4,7 k
R66 - 47
R67 - 12 k
Todos os valores em ohms
** veja texto*

Potenciômetros
P1 - trimpot de 500 k
P2, P3 - trimpots de 1 M
P4, P5 - trimpots de 10 k
P6 - pot. log de 10 k
P7, P9, P10, P12, P13, P15, P16, P18 - trimpots de 25k
P8, P11, P14, P17 - pot. lineares de 10 k
Todos os valores em ohms

*Capacitores***
C1 - 47 nF
C2 - 220 pF
C3, C46 - 470 nF
C4, C22, C30 - 27 nF
C5, C23, C31 - 4,7 nF
C6, C24, C32, C49... C52 - 10 nF
C7, C25, C33 - 8,2 nF
C8... C11, C26... C29 - 15 nF
C12... C15, C17... C20 - 2,2 nF
C34, C35, C47 - 1 nF
C36... C39 - 10 µF/16 V
C40... C45, C48, C53, C54 - 100 nF
C16, C21 - 100 pF (trimmers)
*** veja texto*

com que os potenciômetros forneçam uma resposta "ampla", isto é, a seção passa-altas no ponto mais baixo possível e a passa-baixas, no mais elevado.

Aplique então um sinal de teste de 1 kHz ou uma nota de batimento estável, vinda do receptor, à entrada do filtro. Acione um dos filtros de rejeição e ajuste-o para a saída mínima do circuito; use agora o *trimmer* e o trimpot da seção correspondente para conseguir a maior atenuação possível. O mesmo processo pode ser aplicado ao outro filtro, mas lembre-se de desligar antes o primeiro, já ajustado.

Desempenho e utilização

As fotos 1, 2 e 3 mostram algumas curvas típicas do filtro variável, obtidas diretamente da tela de um osciloscópio. Veja ainda que as fotos 4 e 5, embora os controles tivessem ajustes idênticos aos das fotos 1 e 3, representam flancos ainda mais abruptos e vales mais profundos. Esse é o resultado de se ligar dois filtros em cascata, controlados pelo mesmo gerador de pulsos.

Quanto à utilização propriamente dita do filtro variável, foge ao escopo deste artigo, pois depende muito da experiência individual, só obtida após algum tempo de prática.

6

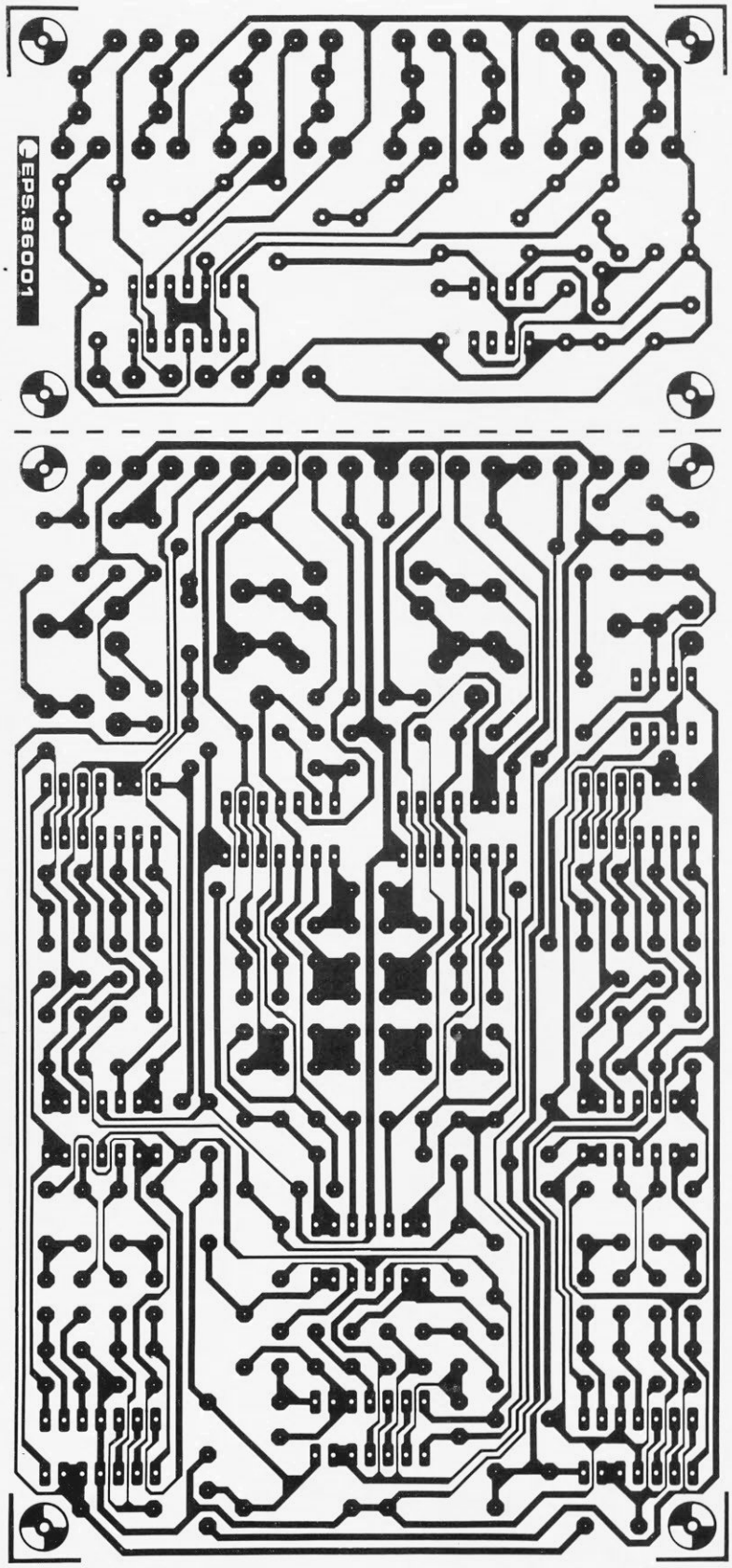
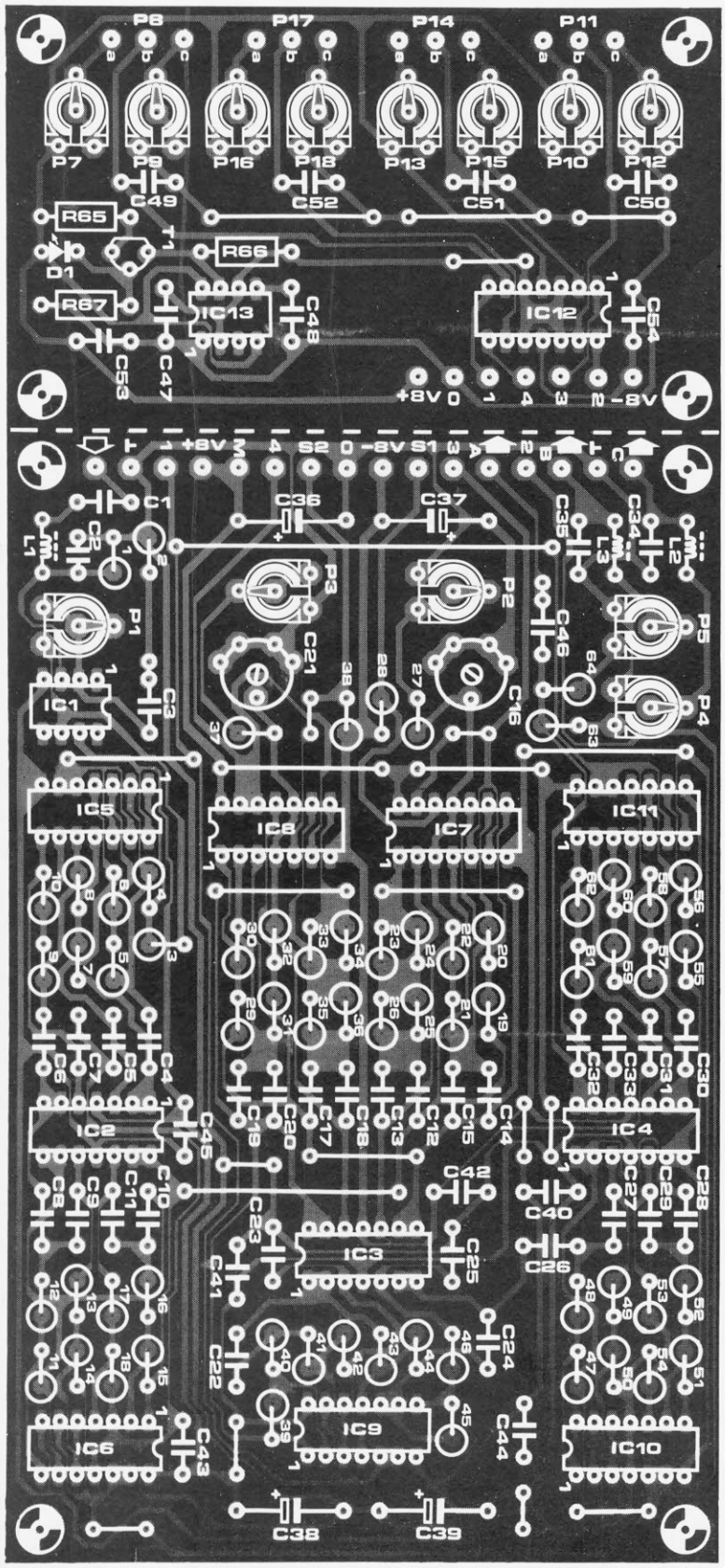
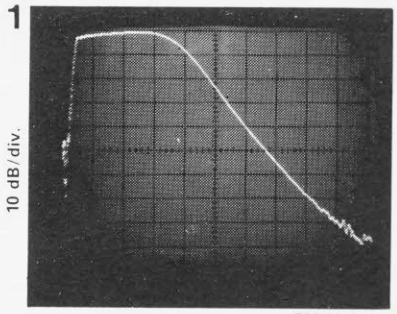


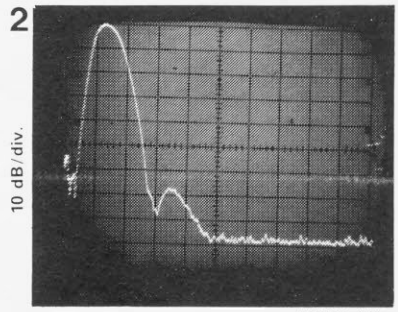
figura 6 - Placa de circuito impresso para o filtro de ondas curtas, que pode ser cortada em duas ao longo da linha tracejada.



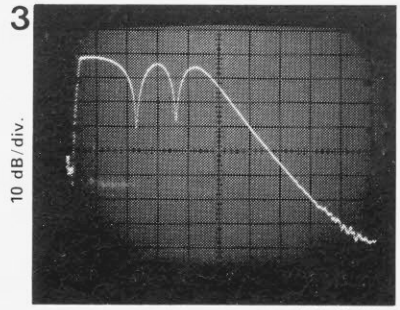
1



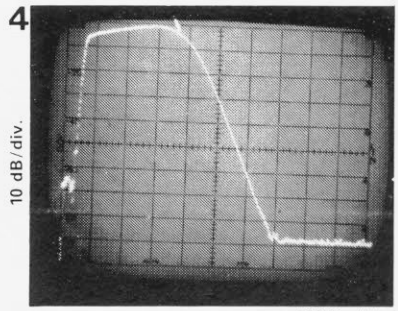
2



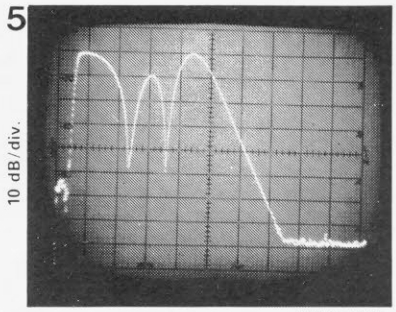
3



4



5



filtro variável para DX

foto 1 - O filtro tem sua maior faixa de passagem quando as etapas passa-altas são ajustadas para o menor valor e as passa-baixas, no maior valor.

foto 2 - Neste caso, os pontos de queda estão bastante próximos, criando uma faixa de passagem estreita. A inclinação da curva na região das altas freqüências pode ser melhorada ainda mais ajustando-se o vale de rejeição.

foto 3 - Exemplo de rejeição de duas freqüências (emitidas, digamos, por uma estação de telex operando em FSK), dentro da faixa de passagem.

foto 4 - Esta inclinação maior foi obtida ligando-se duas placas em cascata (compare com a 1ª foto, no alto).

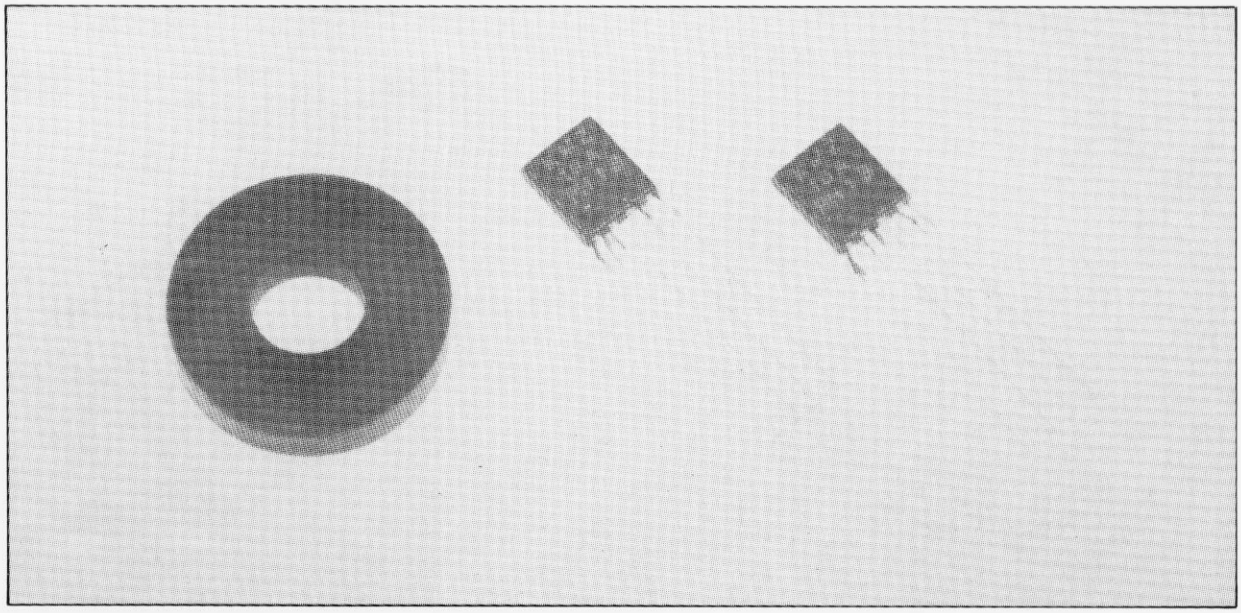
foto 5 - Os vales também tornam-se mais profundos com a ligação em cascata de duas placas (compare com a 3ª foto).

Semicondutores
T1 - BC5578
D1 - LED
IC1 - LF356
IC2, IC3, IC4, IC12 - TL084
IC5... IC11 - 4066B
IC13 - 7555 (ou 555)

Diversos
L1, L2, L3 - bobinas sobre núcleo de ferrite (veja texto)
S1, S2 - chaves 1 pólo, 2 posições
Placa nº 86001

Lançados recentemente por vários fabricantes de componentes eletrônicos, os sensores magnetorresistivos (ou MRS) já são considerados superiores aos elementos que atuam por efeito Hall. Essa pequena introdução apresenta suas características fundamentais e possíveis aplicações

Sensores de campos magnéticos



O princípio físico dos resistores sensíveis ao magnetismo baseia-se no efeito Gauss, que pode ser explicado mais ou menos assim: "Um campo magnético com linhas de força perpendiculares a um condutor que transporta uma corrente obriga os portadores de cargas a percorrer a superfície desse condutor". Em outras palavras, o campo confina a corrente a uma tênue camada condutora, reduzindo a área útil para a passagem da mesma; é o mesmo que dizer que a resistividade do material aumenta com a aplicação de um campo magnético.

O efeito está ilustrado na figura 1. Embora conhecido há muito tempo, permaneceu ignorado pela indústria eletrônica até recentemente, quando foi possível desenvolver ligas adequadas ao seu uso prático. De fato, o acréscimo de resistividade proocado pelo efeito Gauss é mínimo nos condutores metálicos puros – com a única exceção do bismuto (Bi), que pertence à classe dos metais diamagnéticos de pouca condutividade. Algumas ligas metálicas, porém, exibem muito mais sensibilidade à presença de campos magnéticos.

A Siemens, por exemplo, emprega semicondutores juntamente com ligas de antimônio (Sb), tal como o antimoneto de índio/antimoneto de níquel (InSb-NiSb), que é um material com características semicondutoras e pode ser fixado sobre subtratos de *permeron*, ferrite, cerâmica ou plástico. O resistor é normalmente confeccionado formando percursos sinuosos, como se vê na figura 2, a fim de se obter a rota mais extensa possível para a corrente.

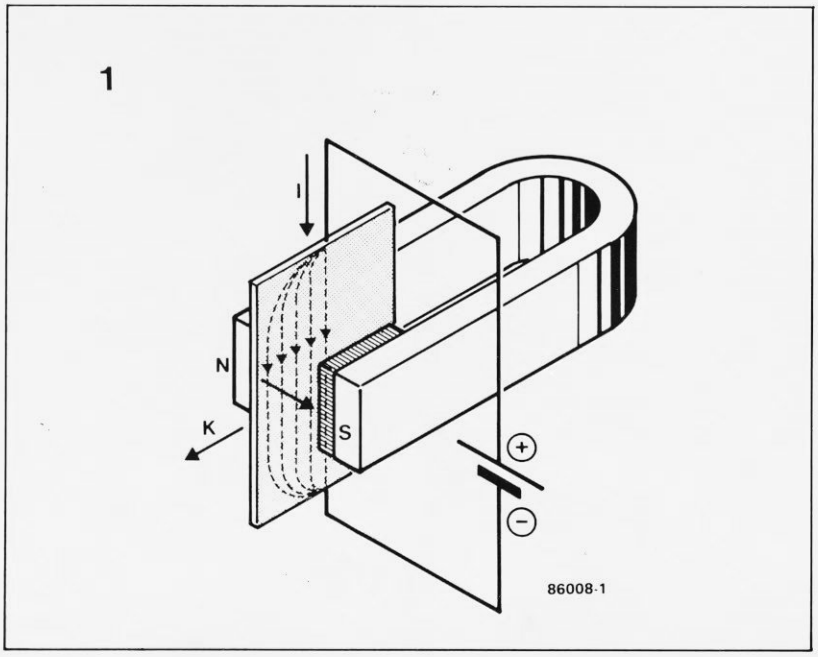


figura 1 - O imã desloca a corrente elétrica a partir de uma determinada intensidade do campo magnético.

Enquanto a Siemens desenvolve elementos resistivos encapsulados separadamente, a Philips está produzindo pontes de Wheatstone completas, em invólucros padronizados de transistores. Esses dispositivos são confeccionados com uma fina camada de *permalloy* sobre um substrato de silício (o *permalloy* é uma liga ferromagnética composta por 80% de níquel e 20% de ferro, sem propriedades semicondutoras).

A resistividade de uma liga policristalina, como o próprio *permalloy*, por exemplo, é diretamente proporcional ao ângulo existente entre as linhas do campo magnético e o sentido da corrente no condutor. E para obter a maior linearidade operacional possível em seus sensores, a Philips concebeu algo diferente, recobrindo as trilhas de *permalloy* com uma série de tiras de ouro igualmente espaçadas, num ângulo de 45° em relação ao sentido da corrente (figura 3). Como o ouro possui uma condutividade superior à do *permalloy*, as tiras sobrepostas provocam um giro de 45° na corrente, em relação ao eixo da trilha; dessa forma, a corrente é obrigada a percorrer a trilha em ziguezague.

Cada elemento sensor desse tipo contém dois componentes resistivos que sofrem uma elevação de resistência à medida que aumenta o campo magnético; e outros dois que respondem exatamente ao contrário, ou seja, têm sua resistência reduzida em campos fortes. Os quatro resistores são ligados entre si na configuração de uma ponte de Wheatstone, arranjados dois a dois diagonalmente, conforme nos mostra a figura 4. A conexão em diagonal proporciona maior sensibilidade global, ao mesmo tempo em que minimiza eventuais desbalanceamentos provocados pela temperatura.

Uma das grandes vantagens dos MRS (*magnetoresistive sensors*) é a facilidade de se determinar sua sensibilidade durante a fabricação. A nova ponte magnetossensível da Philips é comercializada em invólucros tipo T092, com quatro terminais, sendo dois para a tensão de alimentação e dois para a tensão de saída. Suas aplicações coincidem com qualquer caso em que é preciso detectar ou medir fenômenos magnéticos.

Um tacômetro, por exemplo, poderia ser implementado montando-se um MRS com um ímã permanente e uma roda dentada, esta acionada pelo motor cuja rotação deve ser medida. Cada abertura da roda iria desbalancear a ponte e gerar uma tensão de saída, que seria então processada adequadamente por circuitos eletrônicos. Da mesma forma, esses dispositivos seriam capazes de indicar a posição angular de uma agulha ou atuar como transformadores de corrente. ◀

2

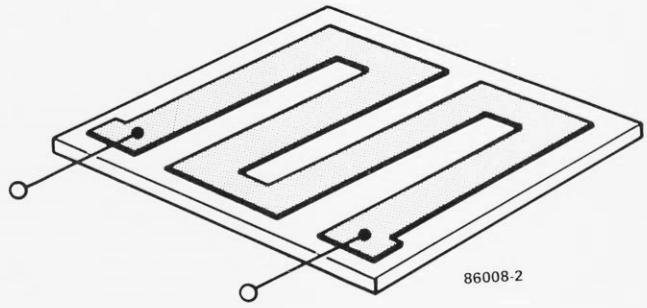


figura 2 - Só é possível obter uma resistência total suficientemente alta através de condutores mais longos, formando percursos sinuosos.

3

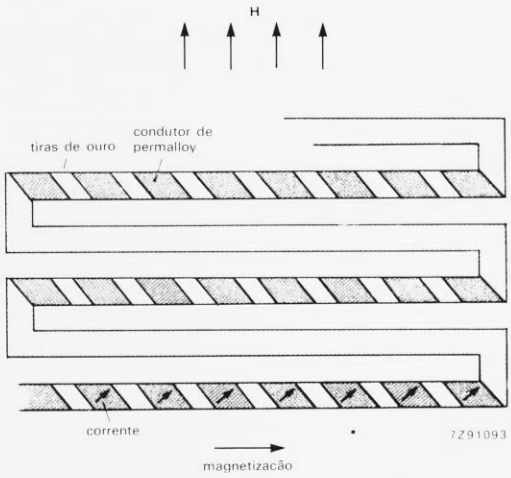


figura 3 - A trilha condutora recebe pequenas tiras de ouro, o que eleva a linearidade do dispositivo.

4

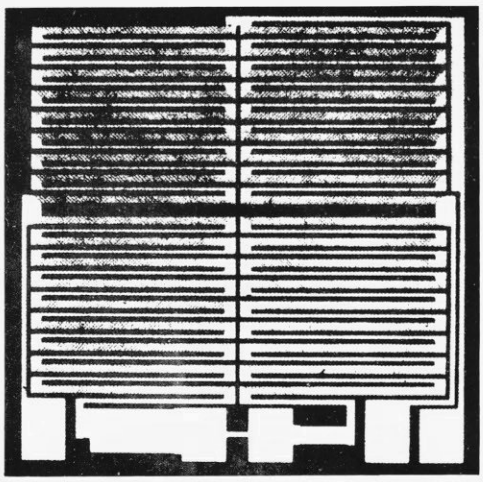
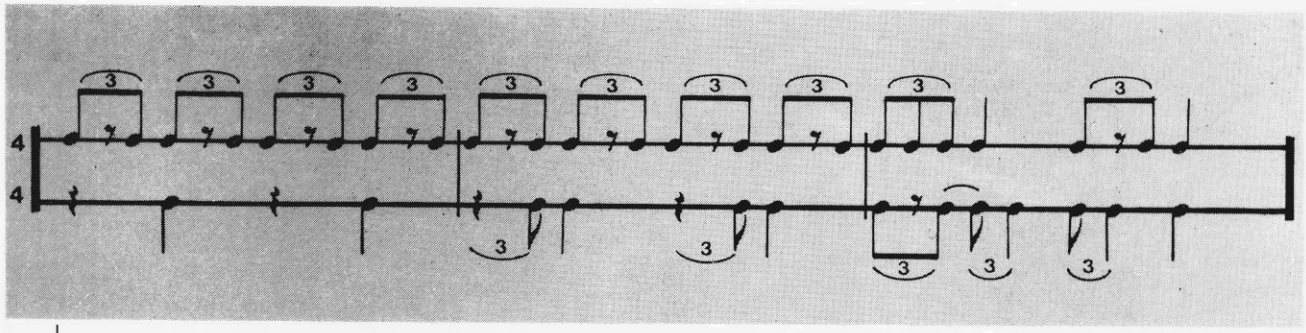


figura 4 - Quatro elementos resistivos formando uma ponte de Wheatstone, numa solução encontrada pela Philips.

Ritmos (micro) programáveis

H. de Lange



Eis uma prova de que um computador não precisa ser sofisticado ou dispor de grandes áreas de memória para controlar um sintetizador de sons. São vários geradores interligados, reproduzindo nada menos que oito instrumentos de percussão, todos sob o comando de um dos micros mais populares do mercado, com equivalentes no Brasil

para o ZX81 e seus compatíveis

Os micros pessoais de 8 bits podem ser usados na execução de inúmeras tarefas – até mesmo no comando de um sistema de percussão eletrônica, como neste caso. O processo sugerido envolve simplesmente a geração de uma sequência de dados, cuja configuração binária (ou seja, a ordenação de "uns"e "zeros") dispara seletivamente cada um dos geradores de ruído, além de determinar o ritmo e o tempo do som complexo resultante.

Cada um dos oito bits que formam a palavra de controle corresponde ao acionamento de um instrumento específico, conforme indica a tabela 1. Assim, se a palavra fosse 0000 0001, por exemplo, apenas o bombo seria ativado, enquanto que com 0000 0000 nenhum dos instrumentos responderia. Por outro lado, com a palavra 1111 1111 todos eles seriam acionados, embora isto fosse gerar uma grande confusão de sons; o circuito permite o acionamento simultâneo, sem distorções, de três ou quatro instrumentos, somente.

Parte essencial de nossa "caixa de ritmos" são os oito geradores de ruído, juntamente com a palavra de controle fornecida por um computador. Essa palavra pode ser obtida diretamente no barramento de dados do ZX81, mas talvez tenha que passar por algum dispositivo de saída (VIA, PIA, PIO, etc.) no caso de outros micros.

O programa utiliza os chamados *"arrays"*, que são conjuntos de elementos determinados de antemão pela instrução DIM, na linguagem Basic. O número de elementos em cada conjunto determina a extensão da seqüência rítmica que deve ser repetida. Um simples comando POKE é usado na aplicação da palavra de dados aos geradores de som. E não se preocupe, porque o Basic realmente não limita a velocidade de execução dos ritmos.

tabela 1

instrumentos	tambor (TR)	maracas (MS)	claves (CS)	pratos (PR)	bongô "baixo" (BB)	bongô "alto" (BA)	conga (CA)	bombo (BO)
bits	7	6	5	4	3	2	1	0
	palavra de controle							

tabela 1 – Cada saída digital de controle do computador corresponde a um determinado gerador sonoro – que é ativado quando sua entrada passa de "0" para "1"

A interface

O circuito que serve de intermediário entre o computador e os geradores pode ser visto na figura 1. A parte sombreada refere-se ao estágio decodificador de endereços, que é específico do ZX81 e utiliza a pinagem do barramento Elektor.

O circuito é ativo tanto em $3FEO_{hex}$ como em $3FE1_{hex}$ (16352 e 16353, respectivamente, em decimal), já que o nível lógico da linha AO não foi incluído na decodificação. O nível lógico de saída de N10, quando um desses endereços aparece no barramento correspondente, é combinado com a saída lógica de N12 – que é baixa sempre que as linhas de controle $\overline{MREQ}$ e $\overline{WR}$ assumem o nível "0". A porta N11 libera, dessa forma, o sinal de habilitação para a interface.

Observe que em sistemas baseados no microprocessador 6502 os sinais $\overline{MREQ}$ e $\overline{WR}$ são substitídos por um só, que é o R/$\overline{W}$ da memória RAM; nesse caso (veja a figura 1), as duas entradas de N12 devem ser interligadas. Além disso, a decodificação de endereços deve ser convenientemente alterada, por meio dos inversores N1 . . .N5 e das portas N7 . . .N9, para adaptá-la às novas circunstâncias.

O sinal de endereçamento vindo de N11 vai disparar o monoestável formado por N15/N16, que, por sua vez, controla um LED indicador através de N13 e N14 – cuja combinação em paralelo sa-

tisfaz os requisitos de corrente do diodo LED. Este acende sempre que o circuito é endereçado (ou seja, toda vez que um instrumento, pelo menos, é acionado), fornecendo uma indicação visual do tempo escolhido.

O mesmo sinal vai controlar o biestável octal IC5, cuja entrada CLK permite a passagem dos dados presentes no barramento do micro para as chaves eletrônicas ES1, ES2, ES3, ES4, ES5, ES6, ES7, ES8, assim que percebe o flanco descendente do sinal. Caso a palavra de controle seja fornecida por um dispositivo programável de saída, esse biestável é desnecessário e pode ser dispensado.

Cada um dos oito bits da palavra controla uma chave eletrônica, que por sua vez vai comandar um determinado gerador sonoro. Apesar de parecerem supérfluas no circuito, a experiência demonstrou que essas chaves reduzem drasticamente a intermodulação entre os vários instrumentos. Ademais, sua elevada impedância quando abertas suprime realmente o som produzido pelos geradores. Em suma, o uso das chaves aumenta a relação sinal/ruído do sistema (ou a relação ruído/silêncio, se preferirem . . .).

A largura do pulso de controle, como veremos rapidamente mais adiante, ajuda a reproduzir o som de certos instrumentos. Estes são controlados pelos sinais codificados como BO (bombo), CA (conga) BA (bongô "alto"), BB (bongô baixo), PR (pratos), CS (claves), MS (maracas) e TR (tambor).

Os geradores

Três tipos diferentes de gerador de som foram reunidos no esquema da figura 2, proporcionando:

* oscilação amortecida em uma frequência estabelecida;
* ruído branco filtrado (ou colorido);
* combinação ou mixagem entre o ruído branco filtrado e as oscilações amortecidas.

A oscilação amortecida é gerada por osciladores duplo T, ativados pelos pulsos de controle. Foram projetados de forma que seu ganho em laço fechado seja insuficiente para que o fenômeno oscilatório se mantenha; o grau de amortecimento, portanto, vai de-

ritmos (micro) programáveis

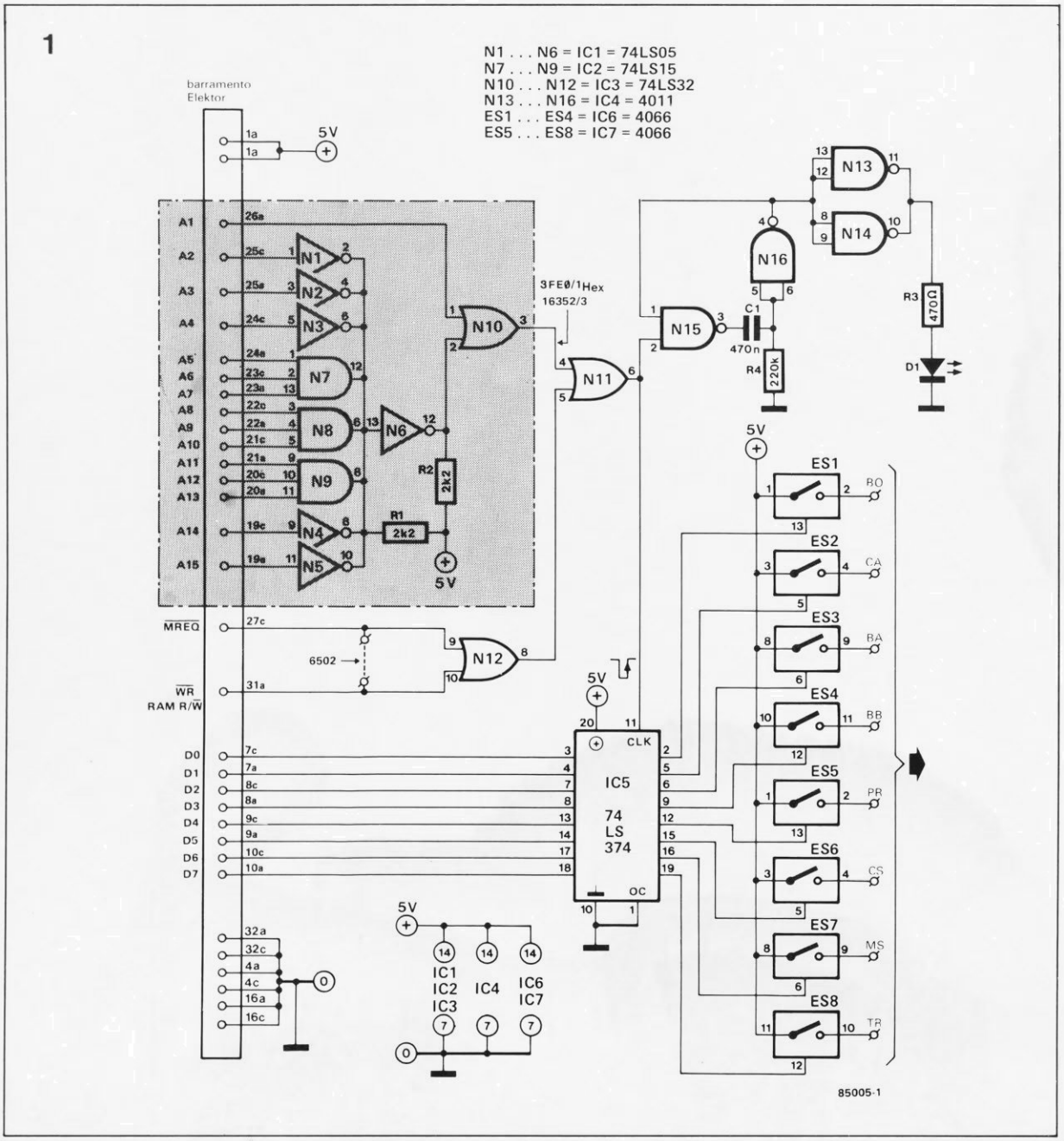


figura 1 – Um flip-flop octal TTL é utilizado aqui para "segurar" os dados vindos do computador. A decodificacão de enderecos terá que ser modificada, caso seja utilizado um micro muito diferente do ZX81 no comando do circuito.

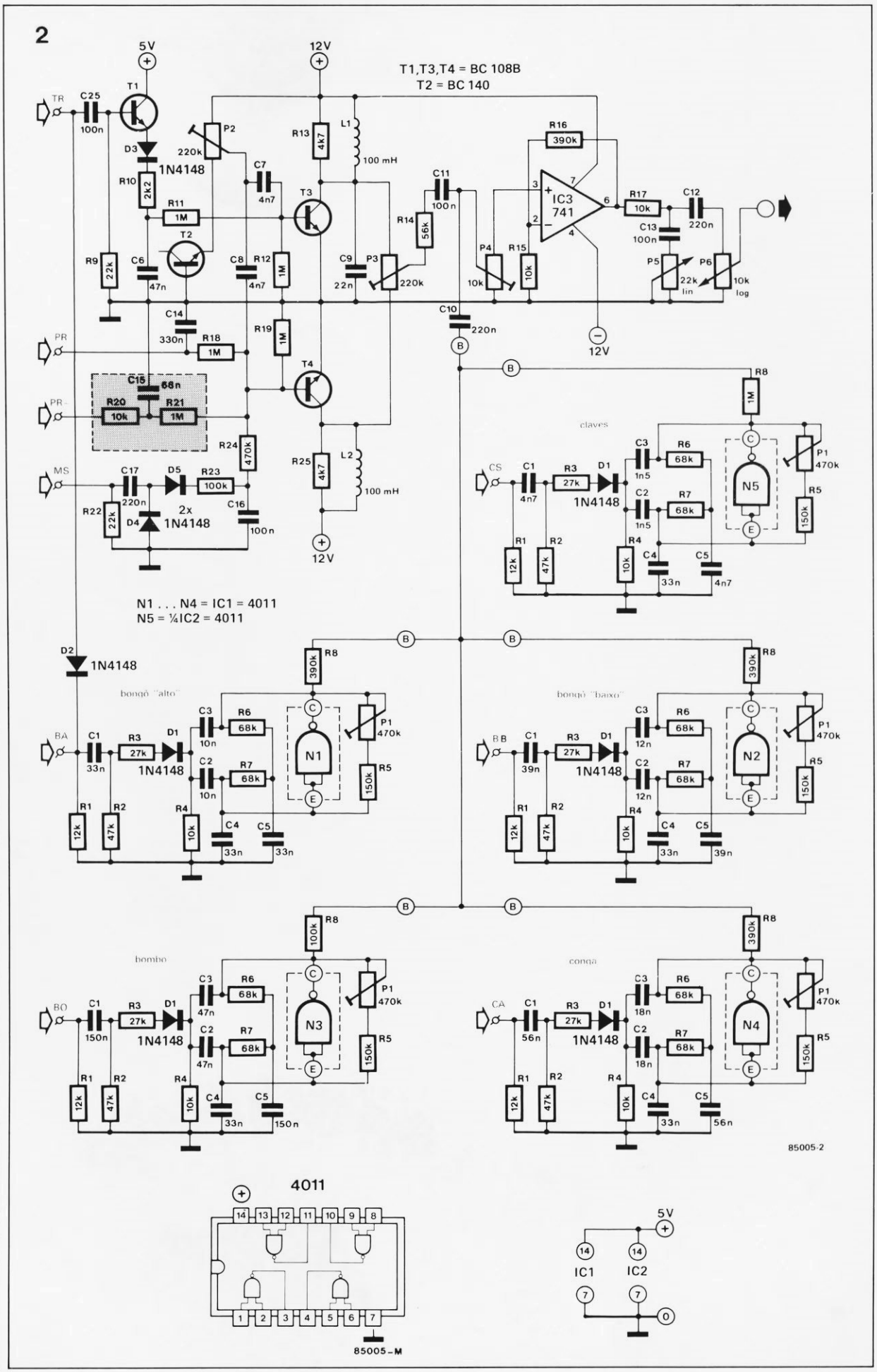


figura 2 – A "caixa de ritmos" é composta por cinco osciladores duplo T (N1, N2, N3, N4 e N5) com frequência amortecida, um gerador de ruído branco (T2) e dois estágios de coloração do ruído branco (nos coletores de T3 e T4). Os sinais são somados no ponto B e no cursor de P4.

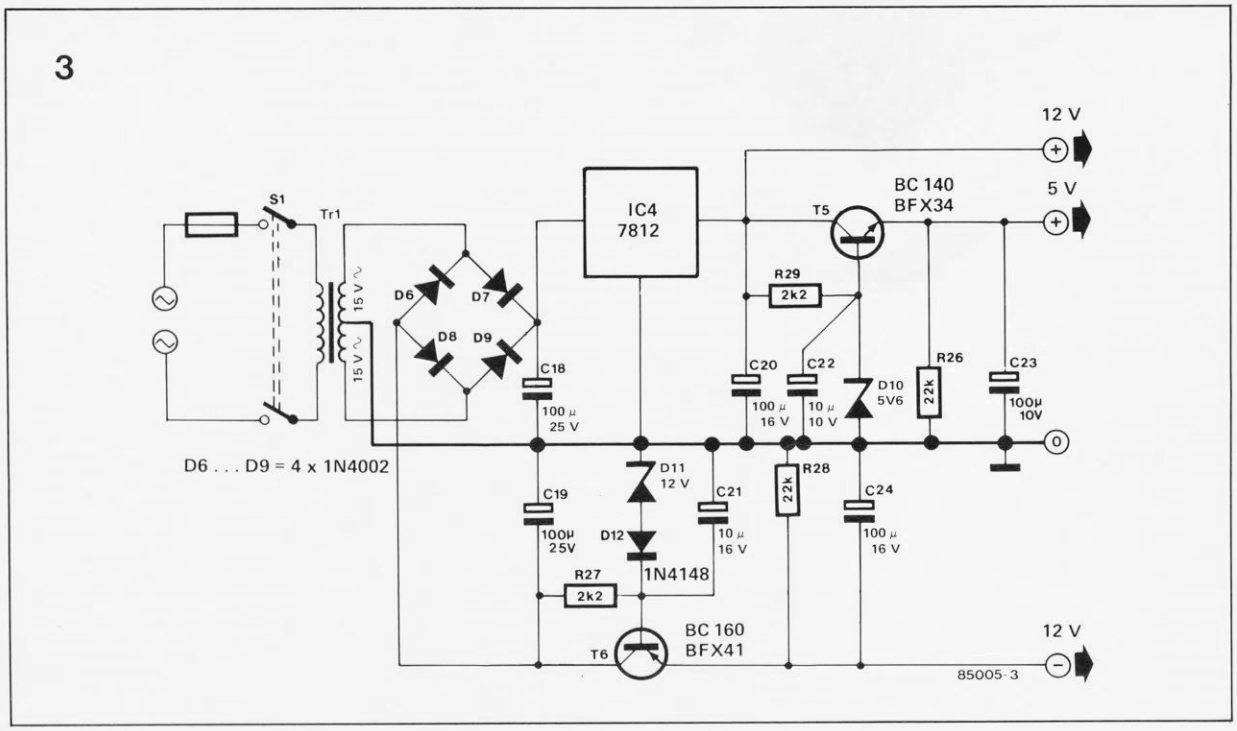
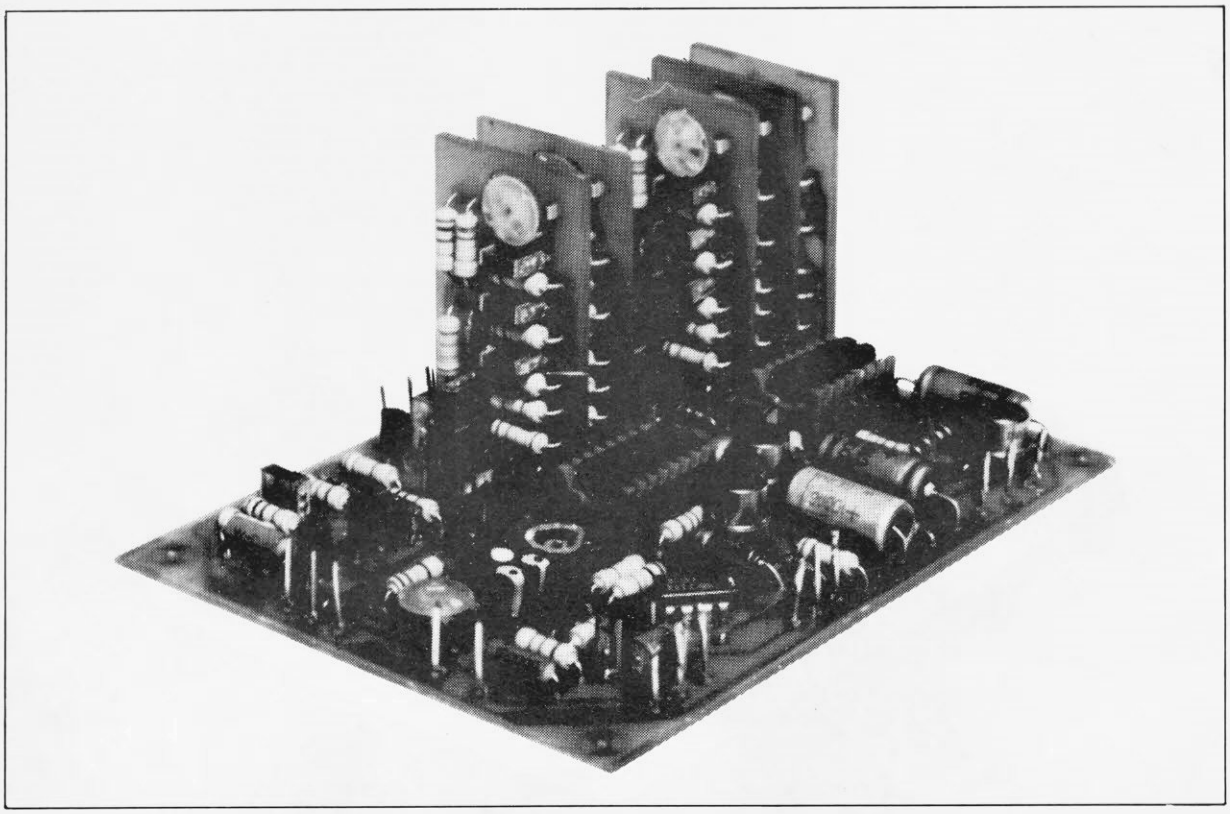


figura 3 – Caso o computador não tenha condições de alimentar o circuito, esta fonte pode resolver o problema. Seus componentes já têm lugar previsto na placa; atencão, porém, com a montagem de IC4.

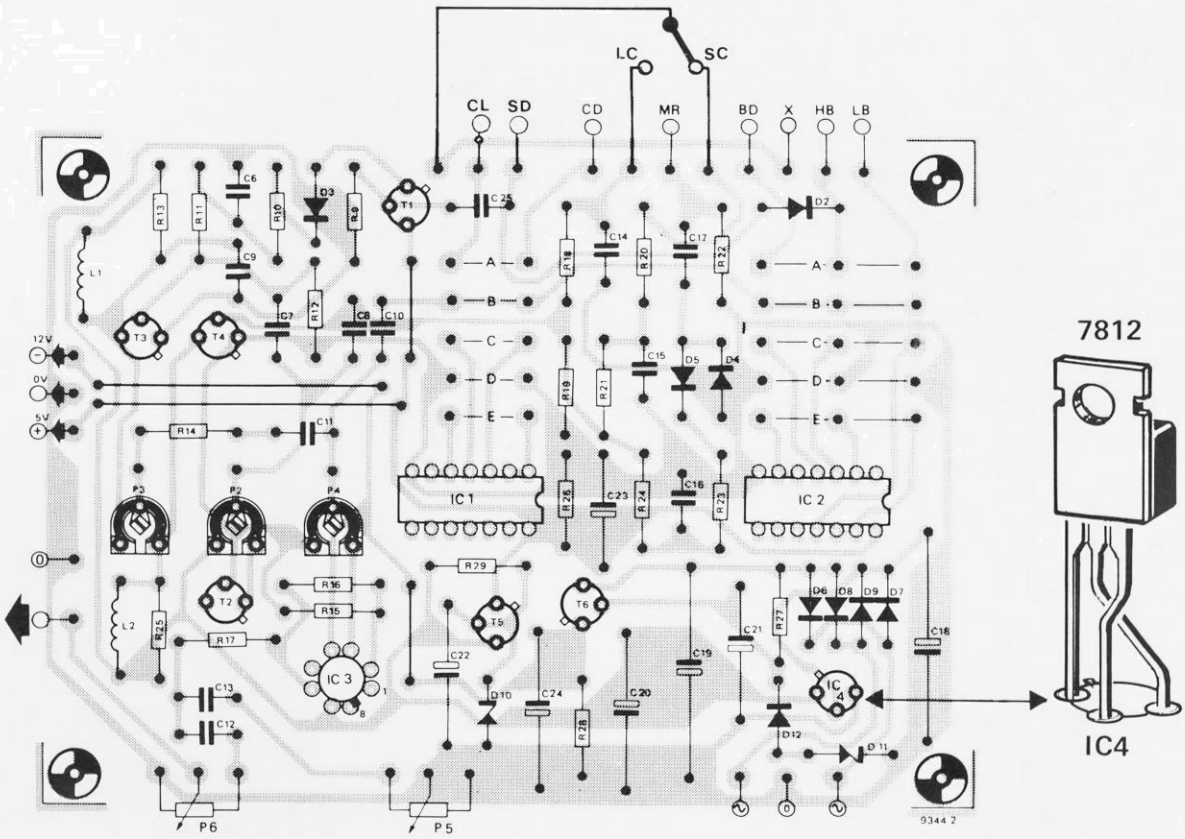
pender do ganho. A frequência de cada oscilador é determinada pelo valor dos capacitores C2, C3 e C5, enquanto o amplitude de saída de todos os módulos foi fixada pelo resistor R8. O ganho (e, consequentemente, o amortecimento) pode ser variado através do trimpot P1.

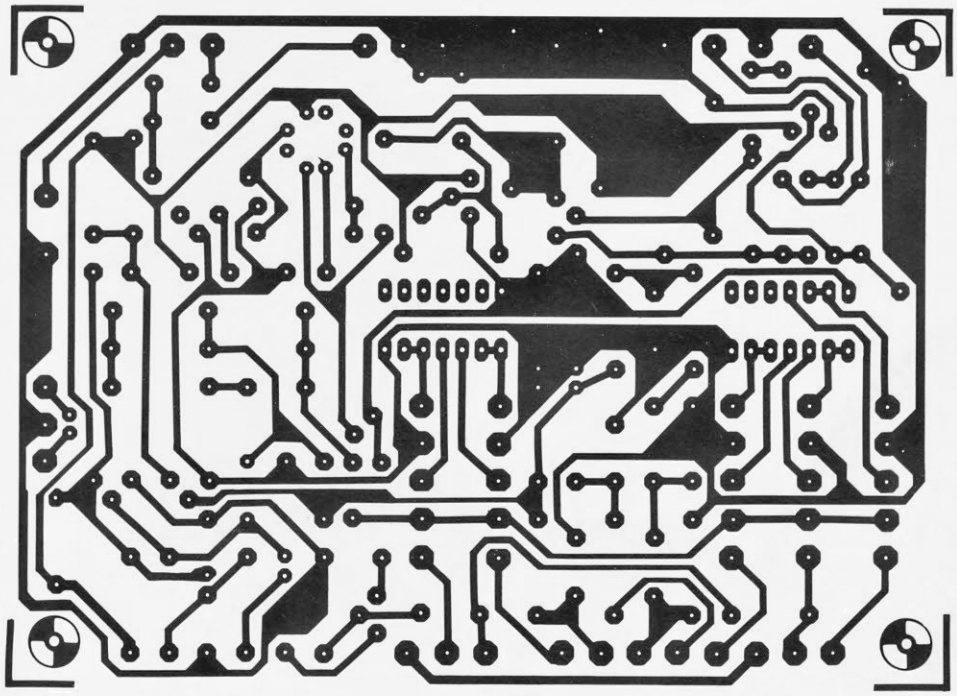
A fonte de ruído branco (T2) alimenta através de C8 o circuito de filtragem que reproduz o som dos pratos. A filtragem propriamente dita é efetuada pela rede pralela L2/R25, cuja combinação tende a amplificar as altas frequências. Dependendo da entrada em que o pulso de controle foi aplicado – PR ou PR- – o som será longo ou curto. O ataque (início) sonoro será sempre bastante rápido e o decaimento (queda), poderá ser pouco ou muito longo.

O som das maracas também é produzido por esse princípio, com o mesmo circuito de filtro, mas o sinal de controle (MS) é distorcido antecipadamente, de modo que o ataque seja progressivo, como no instrumento real. O som do tambor de corda é obtido usando-se um oscilador (o do bongô "alto") e um filtro de ruído, enquanto o sinal TR é moldado pelo circuito em torno de T1 e o ruído branco, "colorido" através de R13, L1 e C9. O pulso de controle é aplicado via D2 ao ponto A do oscilador correspondente ao bongô "alto", a fim



4





Lista de componentes *(circuito da figura 1)*

Resistores
R1, R2 - 2,2 k
R3 - 470
R4 - 220 k
Valores em ohms

Capacitores
C1 - 470 nF

Semicondutores
D1 - LED
IC1 - 74LS05
IC2 - 74LS15
IC3 - 74LS32
IC4 - 4011
IC5 - 74LS374
IC6, IC7 – 4066

Lista de componentes *(circuito da fig. 2)*

OSCILADORES DUPLO T

Resistores
R1 - 12 k (5x)
R2 - 47 k (5x)
R3 - 27 k (5x)
R4 - 10 k (5x)
R5 - 150 k (5 x)
R6, R7 - 68 k (10x)
R8 - veja fig. 2
P1 - 470 k (5x)

Capacitores
C1, C5 - veja a fig. 2
C2, C3 - idem
C4 - 33 nF (5x)

Semicondutores
D1 - 1N4148 (5x)
IC1, IC2 - 4011

figura 4 – Esta placa é capaz de alojar o circuito do ritmador, com excecão dos 5 pequenos osciladores.

85005-4

tabela 2

```
10   PRINT "1 = BEAT          2 = VALSA"
20   PRINT "3 = TANGO         4 = SAMBA"
30   PRINT "5 = BOSSANOVA     6 = ROCK AND ROLL"
40   PRINT "7 = BEGUINE       8 = HABANERA"
50   PRINT
60   PRINT "ESCÓLHA UM RITMO"
70   INPUT A
80   PRINT A
100  IF A>8 THEN GOTO 60
110  PRINT
120  PRINT "ESCOLHA UM TEMPO (1-10)"
130  INPUT B
135  FAST
140  PRINT B
150  IF B> 10 THEN GOTO 120
160  IF A=1 THEN GOSUB 1000
170  IF A=2 THEN GOSUB 1500
180  IF A=3 THEN GOSUB 2000
190  IF A=4 THEN GOSUB 2500
200  IF A=5 THEN GOSUB 3000
210  IF A=6 THEN GOSUB 3500
220  IF A=7 THEN GOSUB 4000
230  IF A=8 THEN GOSUB 4500
240  CLS
250  PRINT "TYPE 1 TO STOP"
260  FOR C=1 TO D
270  POKE 16352,A(C)
280  FOR E=1 TO B
290  POKE 16352,0
300  IF INKEY $="1" THEN GOTO 9000
310  NEXT E
320  NEXT C
440  GOTO 260
1000 LET D=16
1010 DIM A(16)
1020 LET A(1)=65
1030 LET A(2)=0
1040 LET A(3)=65
1050 LET A(4)=0
1060 LET A(5)=192
1070 LET A(6)=0
1080 LET A(7)=65
1090 LET A(8)=128
1100 LET A(9)=65
1110 LET A(10)=0
1120 LET A(11)=192
1130 LET A(12)=1
1140 LET A(13)=64
1150 LET A(14)=128
1160 LET A(15)=65
1165 LET A(16)= 64
1170 RETURN
1500 LET D=6
1510 DIM A(6)
1520 LET A(1)=1
1530 LET A(2)=0
1540 LET A(3)=128
1550 LET A(4)=0
1560 LET A(5)=128
1570 LET A(6)=0
1580 RETURN
2000 LET D=16
2010 DIM A(16)
2020 LET A(1)=33
2030 LET A(2)=0
2040 LET A(3)=33
2050 LET A(4)=0
2060 LET A(5)=33
2070 LET A(6)=0
2080 LET A(7)=33
2090 LET A(8)=48
2100 LET A(9)=33
2110 LET A(10)=0
2120 LET A(11)=33
2130 LET A(12)=0
2140 LET A(13)=33
2150 LET A(14)=0
2160 LET A(15)=33
2170 LET A(16)=48
2180 RETURN
2500 LET D=16
2510 DIM A(16)
2520 LET A(1)=164
2530 LET A(2)=0
2540 LET A(3)=164
2550 LET A(4)=0
2560 LET A(5)=2
2570 LET A(6)=2
2580 LET A(7)=2
2590 LET A(8)=164
2600 LET A(9)=0
2610 LET A(10)=36
2620 LET A(11)=2
2630 LET A(12)=36
2640 LET A(13)=36
2650 LET A(14)=0
2660 LET A(15)=36
2670 LET A(16)=0
2680 RETURN
3000 LET D=16
3010 DIM A(16)
3020 LET A(1)=145
3030 LET A(2)=16
3040 LET A(3)=48
3050 LET A(4)=145
3060 LET A(5)=17
3070 LET A(6)=16
3080 LET A(7)=176
3090 LET A(8)=16
3100 LET A(9)=17
3110 LET A(10)=16
3120 LET A(11)=176
3130 LET A(12)=17
3140 LET A(13)=17
3150 LET A(14)=144
3160 LET A(15)=48
3170 LET A(16)=16
3180 RETURN
3500 LET D=16
3510 DIM A(16)
3520 LET A(1)=19
3530 LET A(2)=16
3540 LET A(3)=144
3550 LET A(4)=147
3560 LET A(5)=19
3570 LET A(6)=16
3580 LET A(7)=144
3590 LET A(8)=16
3600 LET A(9)=19
3610 LET A(10)=16
3620 LET A(11)=144
3630 LET A(12)=147
3640 LET A(13)=19
3650 LET A(14)=16
3660 LET A(15)=144
3670 LET A(16)=16
3680 RETURN
4000 LET D=16
4010 DIM A(16)
4020 LET A(1)=21
4030 LET A(2)=129
4040 LET A(3)=1
4050 LET A(4)=144
4060 LET A(5)=5
4070 LET A(6)=129
4080 LET A(7)=21
4090 LET A(8)=129
4100 LET A(9)=5
4110 LET A(10)=129
4120 LET A(11)=17
4130 LET A(12)=129
4140 LET A(13)=21
4150 LET A(14)=129
4160 LET A(15)=5
4170 LET A(16)=129
4180 RETURN
4500 LET D=16
4510 DIM A(16)
4520 LET A(1)=6
4530 LET A(2)=49
4540 LET A(3)=49
4550 LET A(4)=2
4560 LET A(5)=6
4570 LET A(6)=49
4580 LET A(7)=4
4590 LET A(8)=49
4600 LET A(9)=6
4610 LET A(10)=49
4620 LET A(11)=49
4630 LET A(12)=2
4640 LET A(13)=6
4650 LET A(14)=49
4660 LET A(15)=2
4670 LET A(16)=49
4680 RETURN
9000 CLS
9010 PRINT "OUTRO RITMO (S/N)"
9020 INPUT F$
9030 PRINT F$
9040 IF F$= "S" THEN GOTO 10
9050 STOP
```

RUÍDO BRANCO, COLORAÇÃO E FONTE

Resistores
R9, R22, R26, R28 - 22 k
R10, R27, R29 - 2,2 k
R11, R12, R18, R19, R21 - 1 M
R13, R25 - 4,7 k
R14 - 56 k
R15, R17, R20 - 10 k
R16 - 390 k
R23 - 100 k
R24 - 470 k
P2, P3 - trimpots de 220 k
P4 - trimpot de 10 k
P5 - 22 k, pot. lin.
P6 - 10 k, pot. log.
Todos os valores em ohms

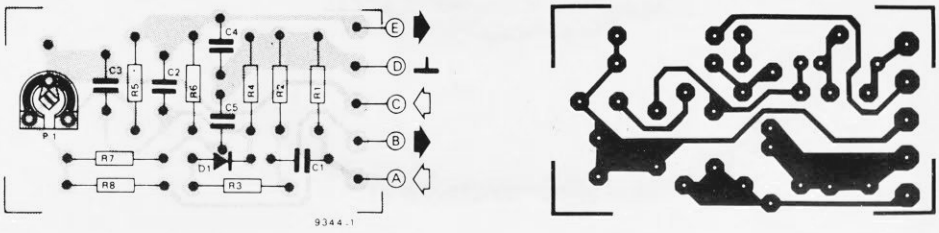
Capacitores
C6 - 47 nF
C7, C8 - 4,7 nF
C9 - 22 nF
C10, C12, C17 - 220 nF
C11, C13, C16 - 100 nF
C13 - 330 nF
C15 - 68 nF
C18, C19 - 100 µF/25 V
C20, C23, C24 - 100 µF/16 V
C21, C22- 10 µF/16 V

Semicondutores
D2... D5, D12 - 1N4148
D6... D9-1N4002
D10 - zener de 5,6 V/400 mW
D11 - zener de 12 V/400 mW
T1, T3, T4 - BC108B
T2, T5-BC140
T6 - BC160
IC3 - 741
IC4-7812

Diversos
L1, L2 - 100 mH
Tr1 - trans - formador de 15 + 15V, 300 mA
Placas nº 85005-1 e 85005-2

tabela 2 – este programa permite que o ZX81 controle o circuito e o faça gerar oito ritmos diferentes, com tempo variável.

5



85005-5

figura 5 – Cada um dos osciladores duplo T ocupa uma destas plaquinhas, exceto pelas portas NE contidas em IC1 e IC2, que ficam na placa principal. Uma vez montadas, elas são encaixadas sobre essa placa, conforme mostra a foto no final do artigo.

de evitar que o sinal BA acione o circuito do tambor.

A amplitude do ruído branco aplicado aos filtros é fixada definitivamente por P2, ao passo que a do sinal de ruído presente no som do tambor é entregue ao controle de P3. A mistura final das oscilações amortecidas e dos sons originários do ruído branco acontece no cursor de P4 –que, na prática, estabelece o nível de entrada para o operacional IC3. O nível de saída do circuito pode alterado pelo potenciômetro P6, enquanto P5 permite alguma correção de tonalidade (mais especificamente, uma atenuação dos agudos).

Alimentando e montando o circuito

A fonte mais adequada para a caixa de ritmos está representada na figura 3; contudo, se o micro controlador for capaz de fornecer a alimentação exigida (pelo menos 100 mA em 12 V), a fonte pode ser omitida.

Duas placas diferentes foram projetadas para abrigar o circuito completo do gerador de ritmos: a principal, que pode ser vista na figura 4, e a dos módulos (figura 5), usada para cada um dos osciladores básicos. Conforme mostra a foto final, o conjunto é bastante compacto e prático, permitindo a inclusão ou exclusão de qualquer módulo, de acordo com as necessidade individuais.

O sinal de saída, porém, ainda não é audível; ele deve ser amplificado e entregue a um ou mais alto-falantes. Qualquer amplificador de bancada servirá para fins de teste, mas para utilização prática será melhor recorrer a um circuito com boa fidelidade. Cuidado, porém, ao utilizar seu equipamento de som: mantenha o volume sob controle, pois as oscilações podem ser devastadoras, mesmo amortecidas.

O software

A parte eletro-eletrônica está completa, mas sem os sinais de controle o gerador de ritmos continuará mudo. A duração dos pulsos controladores não tem efeito sobre os osciladores, mas os geradores de ruído permanecem ativos enquanto a linha correspondente está em nível alto.

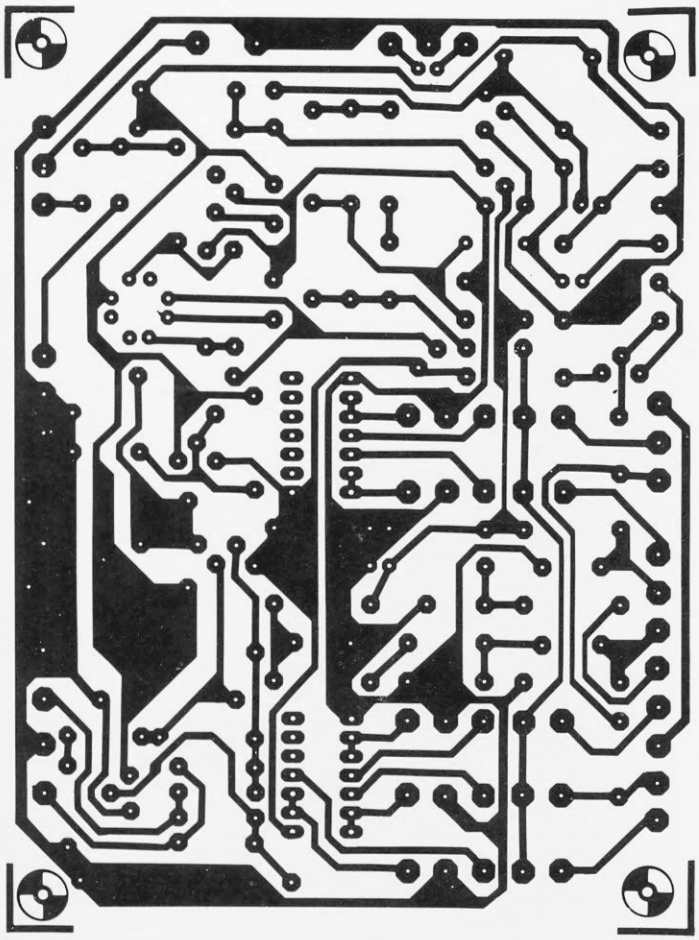
O programa listado na tabela 2 permite gerar oito ritmos "clássicos". Todos eles possuem sua tabela, das quais sete compostas por 16 elementos (sendo dois compassos em tempo quatro por quatro); a valsa, cujo tempo é três por quatro, tem 6 elementos apenas. Cada um desses elementos, designados por A(C), é um dado de controle cuja configuração binária vai ativar um ou mais instrumentos de percussão.

A palavra de controle retorna a zero regularmente em um laço FOR-NEXT (E), cuja duração decide também o tempo musical. A linha 440, por sua vez, faz com que o laço FOR-NEXT (C) seja repetido indefinidamente; por outro lado, a linha 300 oferece uma saída desse laço (para mudança de ritmo, por exemplo), bastando pressionar a tecla "1".

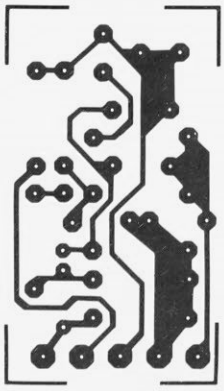
Vários compiladores Basic usufruem da instrução READ, que, em combinação com DATA, proporciona uma estrutura mais versátil e elegante aos programas. Aproveite essa oportunidade, se o seu micro dispuser desse comando.

Por fim, está claro que o programa aqui sugerido pode proporcionar somente ritmos bastante simples, com apenas dois compassos de duração. Nada impede a ampliação das tabelas, porém, para estender o número de compassos. Com pitadas de programação criativa em Basic, é até mesmo possível introduzir "breques" e outras refinações de estilo, que tornarão o sistema mais profissional.

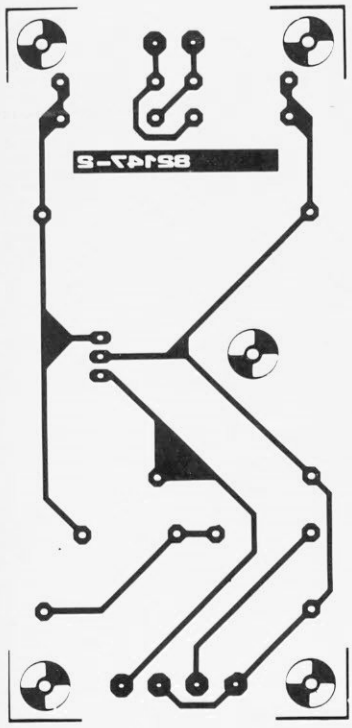
serviço elektor



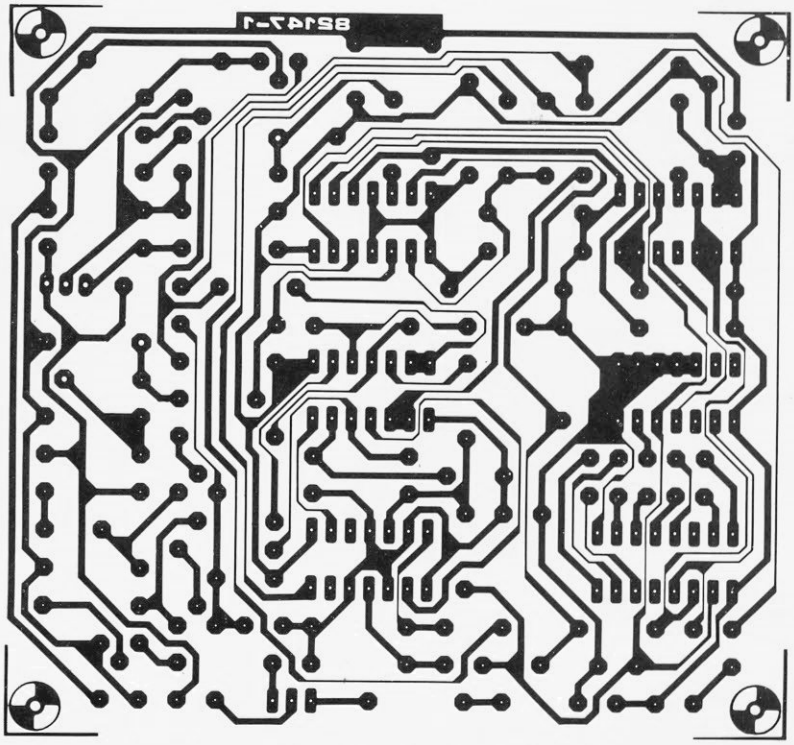
ritmos
(micro)
programáveis



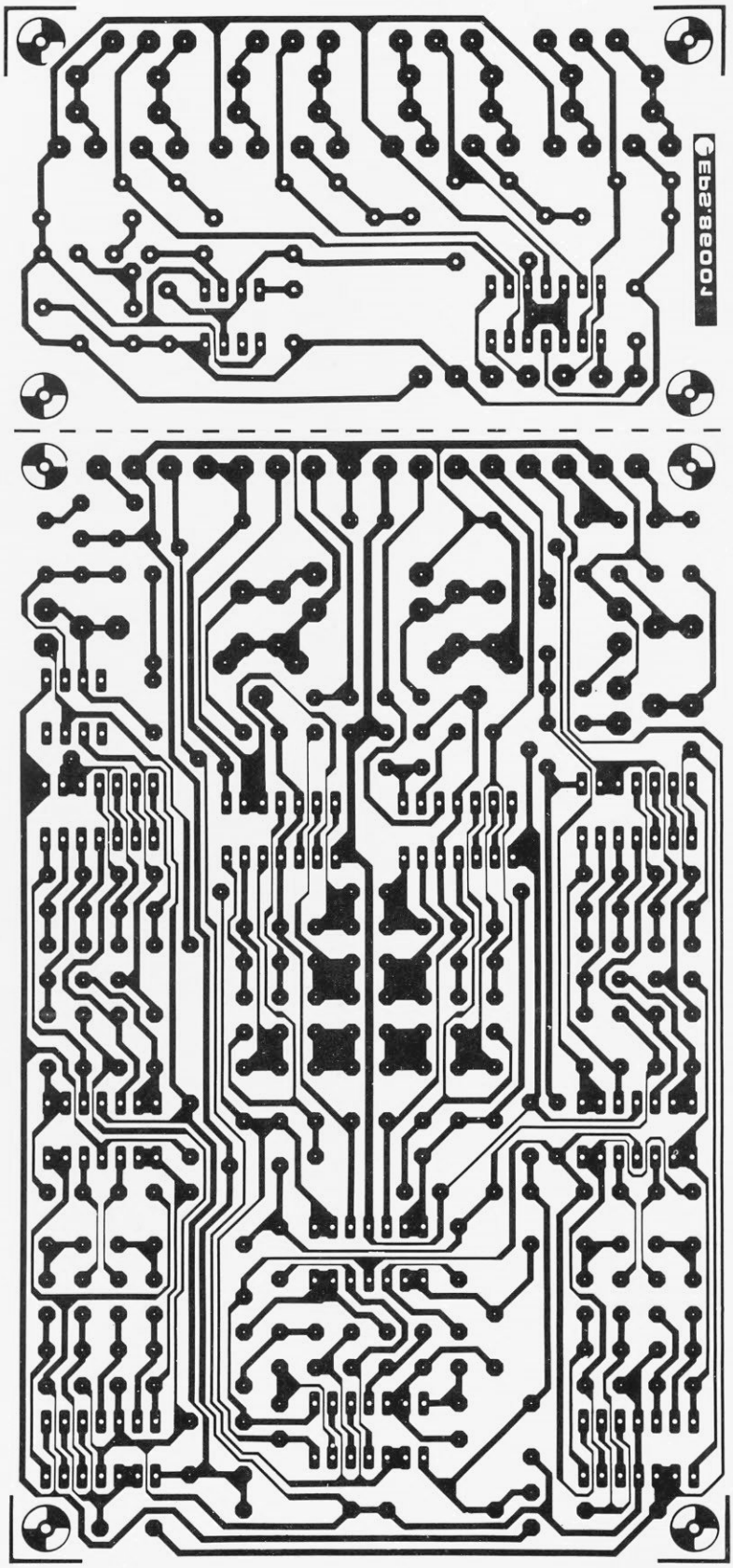
ritmos
(micro)
programáveis



rede
telefônica
doméstica

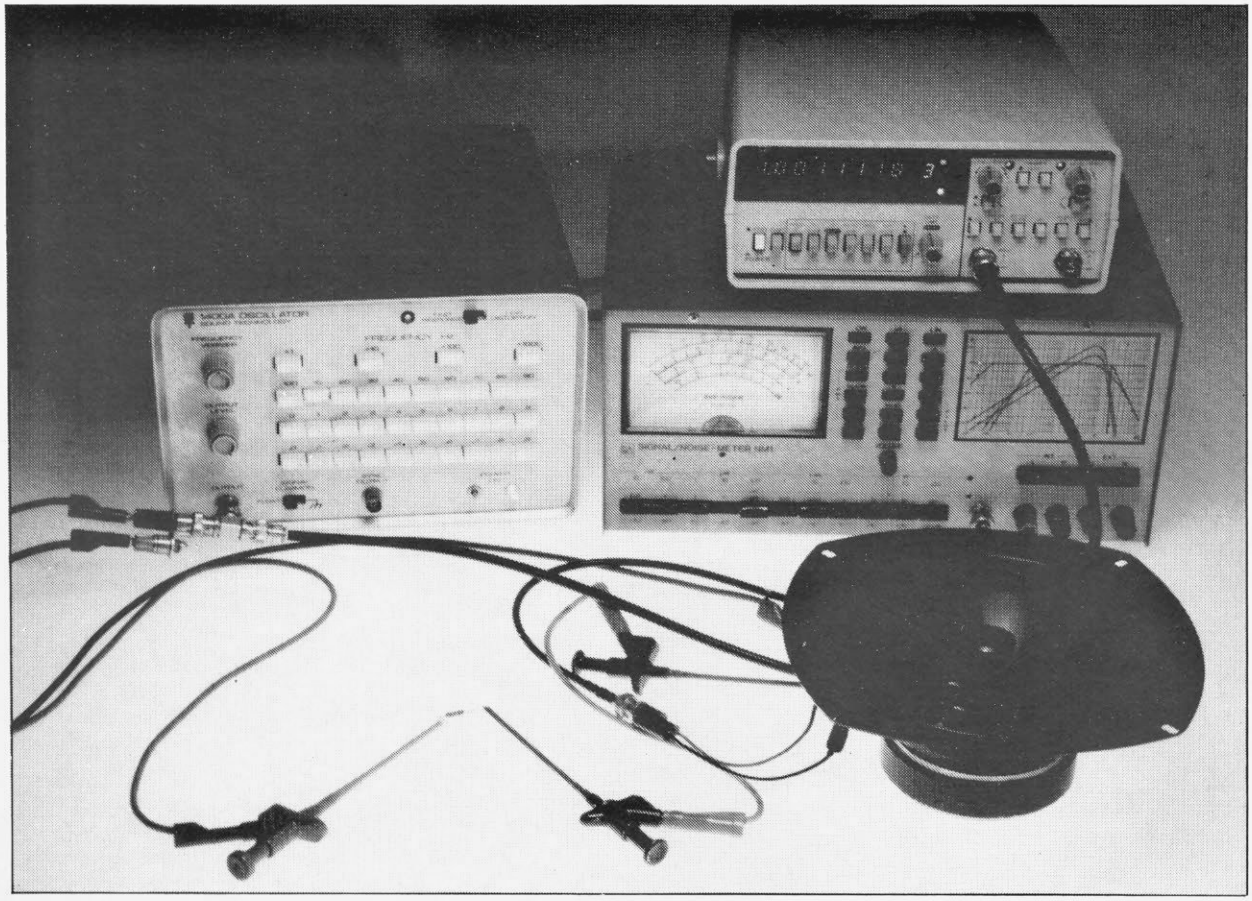


rede
telefônica
doméstica



filtro variável para DX

Corrigindo a impedância dos alto-falantes



Todo alto-falante atua como uma carga complexa para o amplificador e para o divisor de freqüências, com uma impedância que varia ao longo do espectro de áudio. Veja como é possível medir essa carga e corrigir seus desvios, fazendo reinar harmonia entre o divisor passivo e os vários falantes do sistema

Os alto-falantes parecem dispositivos simples e engenhosos: basta juntar um suporte, uma bobina, um íma permanente e um cone de papel ou fibra artificial, colocar tudo numa caixa acústica e temos um reprodutor sonoro. Infelizmente, na prática as coisas estão longe dessa simplicidade; neste artigo, por exemplo, chamamos a atenção para um importante aspecto elétrico do alto-falante – sua impedância variável – que é vital considerar quando se utiliza divisores passivos de freqüência (no caso dos divisores ativos, esse fator é de menor importância).

A impedância dinâmica

Qualquer alto-falante pode ser representado por um circuito contendo resistência, capacitância e indutância. Sua impiedância, portanto, poderá ser resistiva, capacitiva ou indutiva, de acordo com a freqüência de operação – além de ser afetada, até certo ponto, pelo tipo e dimensões da caixa em que é instalado.

A figura 1 ilustra a impedância dinâmica de um reprodutor de graves com 17 cm de diâmetro, medida ao longo da faixa entre 20 Hz e 20 kHz. Essa curva específica caracteriza-se, como se pode ver, pelo pico de ressonância em torno dos 75 Hz e pela gradual elevação da impedância com a freqüência.

O pico é causado pela freqüência de ressonância do circuito equivalente, enquanto o aumento de impedância costuma ser provocado pela auto-indutância da bobina. Como as redes divisoras são projetadas para trabalhar com cargos de valores ôhmicos constantes, o comportamento do sistema será fatalmente afetado por essa variação.

O circuito equivalente e seus cálculos

Considerando um alto-falante típico, ele pode ser representado (de forma simplificada) pelo circuito figura 2. Para começar, a bobina de voz possui uma resistência Re, que determina a impedância mínima do alto-falante. Observando-se a curva da fig. 1a, conclui-se que, em nosso caso, Re = 5,5 ohms. A indutância da bobina é representada por Le, enquanto a rede paralela composta por Lo/Co/Ro reproduz o pico de ressonância.

A curva da impedância dinâmica pode ser levantada ponto a

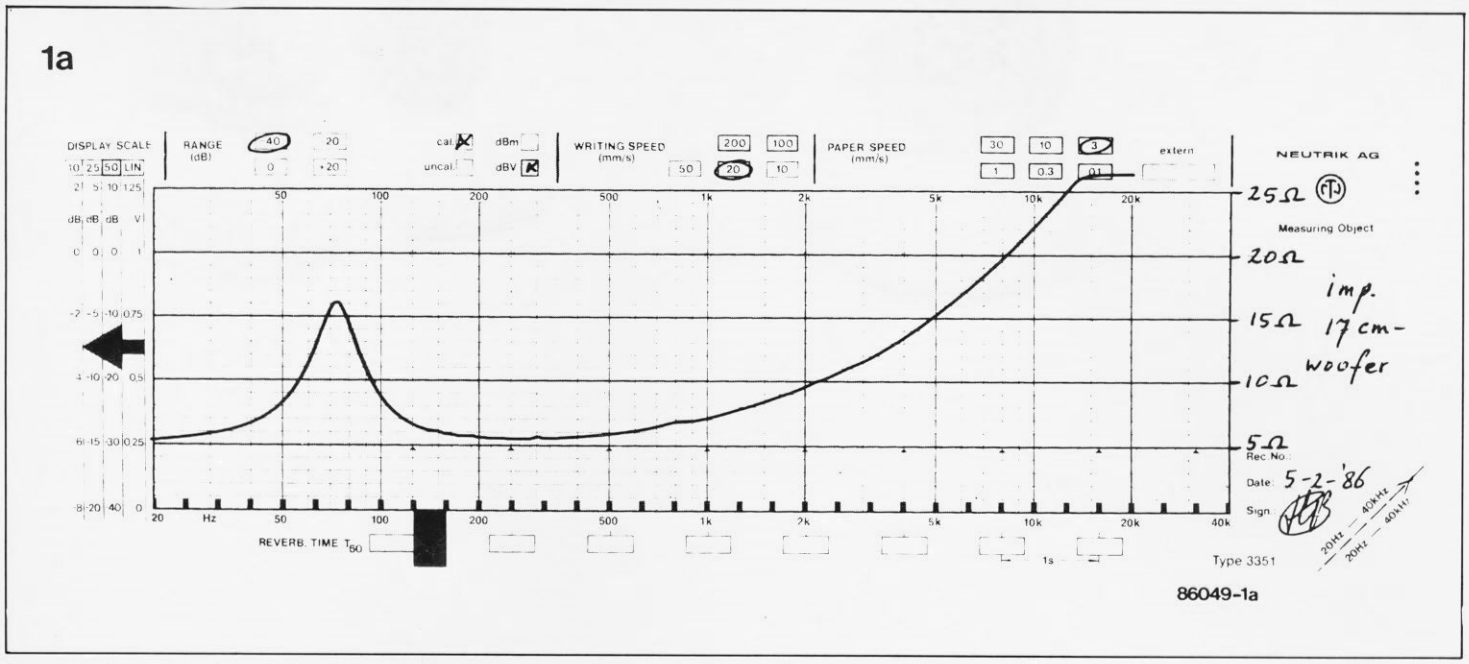
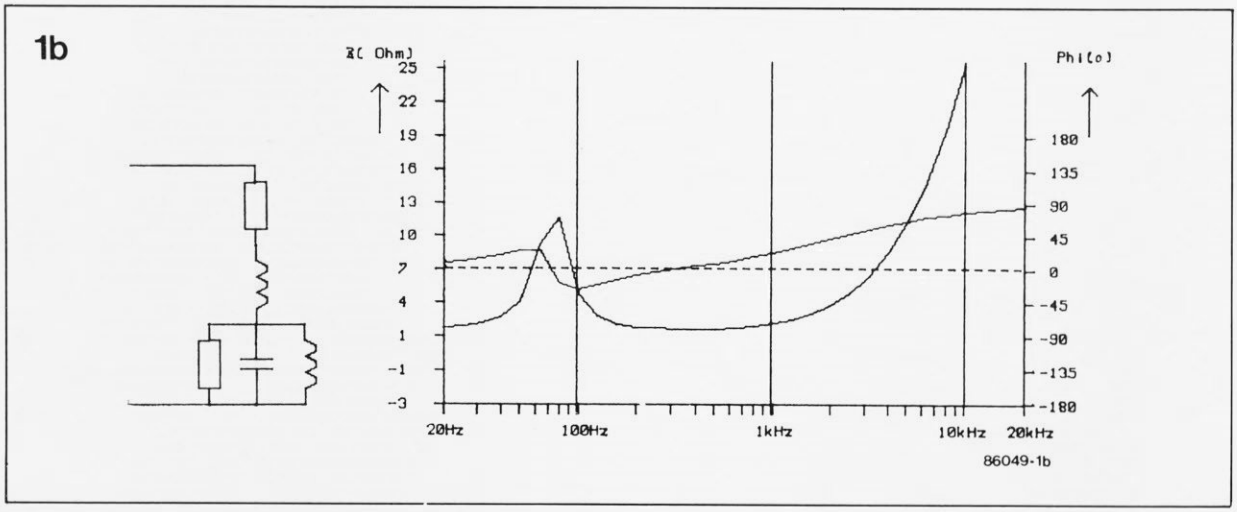


figura 1 - Curva de impedância de um alto-falante típico (a), montada sob condições controladas. Calculado e testado um circuito equivalente, nota-se que sua curva assemelha-se bastante à do dispositivo real (b).



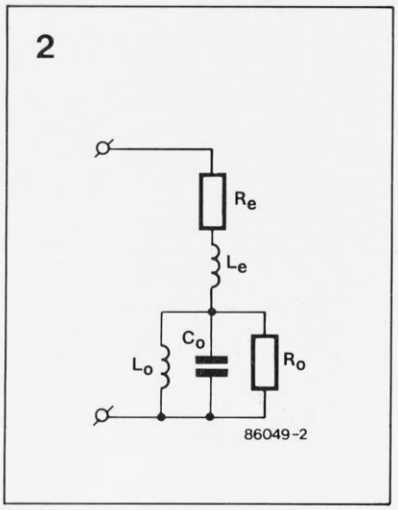


figura 2 - O circuito elétrico equivalente de um alto-falante está longe de parecer uma resistência pura.

ponto por meio de uma implementação simples, como a da figura 3. No caso, se R for bastante elevado, quando comparado com a impedância nominal do falante, a fonte de sinais poderá ser considerada uma perfeita fonte de corrente. Assim, digamos, se R = 3,3 k e a saída do gerador de áudio estiver ajustada para 3,3 V_{rms}, a corrente pela bobina do alto-falante será de 1 mA. Cada queda de 1 mV na bobina, portanto, vai representar 1 ohm.

Utilizando-se um voltímetro RMS sensível, pode-se então medir a impedância apresentada pelo alto-falante ao longo de uma ampla gama de freqüências e, a partir daí, montar a curva. Obviamente, é essencial que o alto-falante esteja instalado na caixa acústica em que é normalmente utilizado, para que as medições correspondam à realidade.

A resistência da bobina pode ser medida com um ohmímetro de precisão ou indiretamente, através do circuito da fig. 3 (embora esta segunda alternativa não seja muito acurada). Obtém-se, dessa forma, o ponto de partida da curva, correspondente à mínima impedância do alto-falante.

Calcula-se a seguir a impedância Zo, partindo da freqüência de ressonância fo, e depois a impedância real Z:

$$Z = Z_o - R_e \qquad (1)$$

Em seguida, determina-se o valor da impedância Z3, nos pontos de -3 dB do pico de ressonância:

$$Z_3 = R_o + Z\sqrt{2} \qquad (2)$$

Mede-se então em que freqüências acima e abaixo de fo (fa e fb, respectivamente) a impedância assume o valor de Z3.

A largura de faixa (BW) do pico de ressonância é calculado pela fórmula

$$BW = f_a - f_b \qquad (3)$$

e os valores dos componentes do circuito equivalente,

$$L_o = BWZ/2\pi f_o \qquad (4)$$

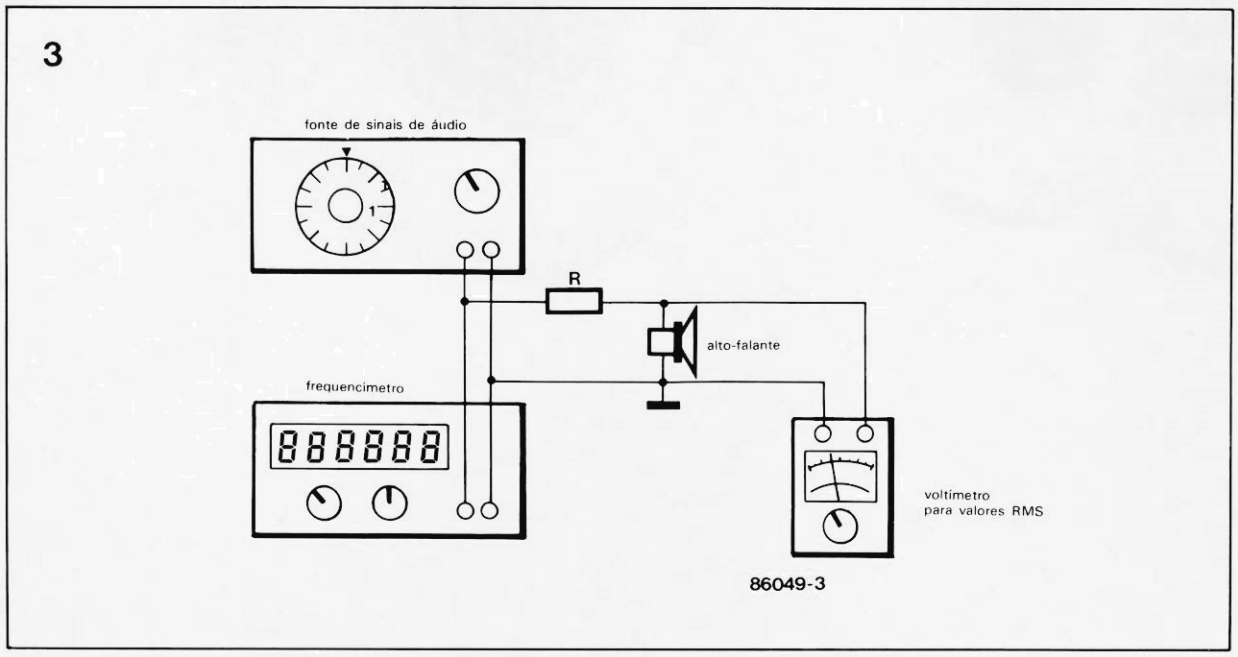


figura 3 - Implementação típica para se medir a impedância de alto-falantes dentro de uma determinada gama de freqüências.

$$C_o = 1/2\pi BWZ \quad (5)$$

$$R_o = Z \quad (6)$$

Tratando-se de alto-falantes de graves, deve-se agora medir em que freqüência (fx) a impedância equivale a 2Re. Tem-se, então,

$$L_e = \sqrt{3}R_e/2\pi f_x \quad (7)$$

Para falantes de médios e agudos, determina-se a freqüência (fz) emque a impedância corresponde a $\sqrt{2}R_e$ e então,

$$L_e = R_e/2\pi f_z \quad (8)$$

Correção da impedância

Para que o divisor "veja" sempre uma impedância constante no alto-falante, assegurando um bom desempenho global, é preciso acrescentar uma rede RC em paralelo com o mesmo, conforme ilustra a figura 4. Os componentes Ra e Ca podem ser calculados da seguinte forma:

$$R_a = R_e \quad (9)$$

$$C_a = L_e/R_e^2 \quad (10)$$

Convém observar que a impedância mínima do falante continua sendo equivalente a Re.

Em geral, não é premente eliminar o pico de ressonância, já que ele costuma estar localizado fora da banda passante da malha divisora. Entretanto, onde isso for necessário, poderá ser feito mediante o circuito da figura 5 e com as fórmulas.

$$L_b = L_oR/R_o \quad (11)$$

$$C_b = C_oR_o/R_b \quad (12)$$

$$R_b = R_e + R_e^2/R_o \quad (13)$$

Estará garantido, assim, um valor constante de impedância para a carga do divisor de freqüências, ao longo de todo o espectro. HB

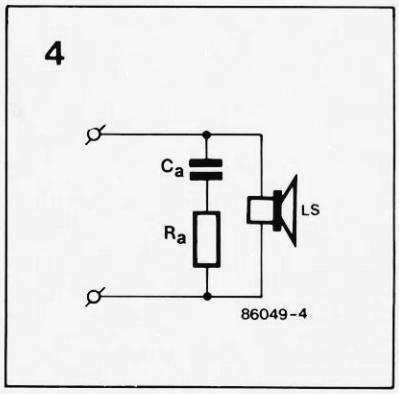


figura 4 - Uma rede RC ligada em paralelo com o falante compensa a elevação da impedância com a freqüência.

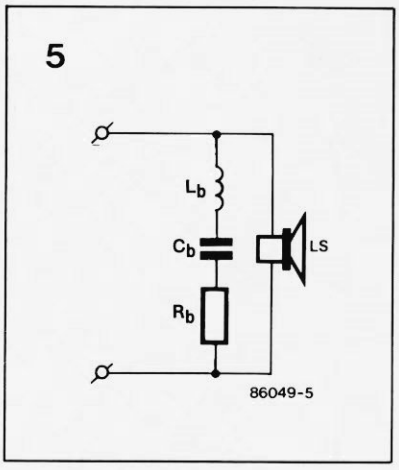
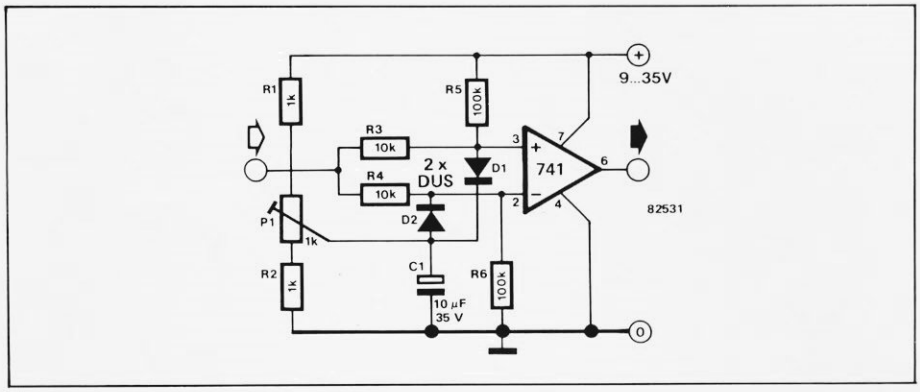


figura 5 - O pico de ressonância pode ser eliminado através de uma malha RLC, também em paralelo com o falante.

Um simples comparador de faixa

...usando apenas um operacional!



O circuito discriminador, também chamado de "comparador de janela" ou "discrimnador de faixa", verifica se uma determinada tensão está situada entre dois pontos de referência (que formam a faixa ou janela). Desse modo, ele encontra aplicação em inúmeros circutos de controle – podendo indicar, por exemplo, a temperatura do óleo de um motor; nesse caso, o discriminador mostra se a temperatura está localizada na faixa considerada normal, desde que alimentado com tensões CC correspondentes.

Normalmente, tal circuito é montado utilizando-se dois comparadores, uma porta E e pelo menos dois operacionais. Aqui, porém, foi possível implementá-lo com apenas um operacional e um punhado de componentes passivos. Vejamos como isto foi possível.

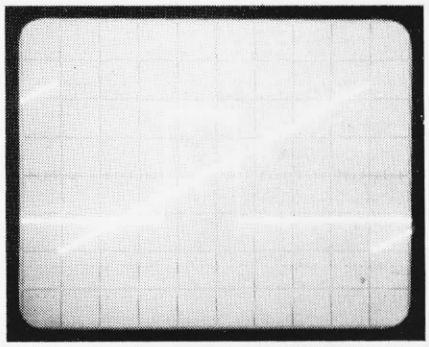
A tensão de referência é determinada por meio do trimpot P1; qualquer tensão de entrada inferior a esse valor vai provocar a condução de D2 e o corte de D1. Conseqüentemente, a tensão na entrada inversora do operacional será mais positiva que a da não inversora e na saída do comparador teremos um "0" lógico.

Por outro lado, se a tensão de entrada aproximar-se do valor de referência, D2 será cortado e a situação no CI ficará invertida, com sua entrada não inversora mais positiva que a inversora e um nível "1" lógico na saída. O diodo D1 só começará a conduzir quando a entrada exceder a tensão de referência em cerca de 0,6 V – caso em que a tensão na entrada não inversora ficará impedida de aumentar, enquanto a da inversora poderá fazê-lo livremente.

Uma posterior elevação da tensão de entrada tenderá a tornar a entrada inversora ainda mais positiva, fazendo a saída voltar a "0" novamente; a faixa ou janela estará então fechada.

Com os valores indicados no esquema, a largura de faixa será de 2,5 V, aproximadamente. O limiar da comutação, como se viu, é determinado por P1; com uma alimentação de 9V, a gama de ajuste será de 1,5 . . . 5 V para o limiar inferior e de 4 . . . 7,5 V para o superior.

A foto mostra uma entrada dente-de-serra, variando entre 0 e 9V, e o sinal de saída do comparador. Vê-se claramente que o 741 não chega a comutar completamente entre 0 V e $+U_b$; de fato, com $+U_b = 9$ V, a tensão de saída correspondente ao "0" lógico, será de 1,9 V e ao "1" lógico, de 8,5 V.



Fonte simétrica

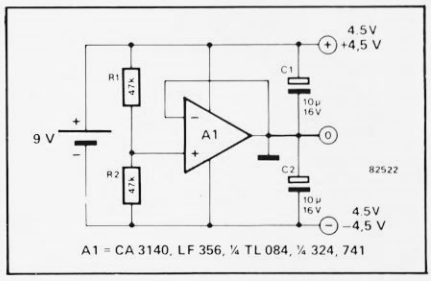
a partir de uma só bateria

J. Wallaert

Eis um circuito simples e familiar: uma fonte simétrica *com* operacional *para* operacionais e outros pequenos circuitos que peçam alimentação dupla, com a vantagem de utilizar uma única bateria de 9V. Os resistores R1 e R2 formam um divisor de tensão de alta impedância (e, portanto, economizador de energia), enquanto o CI encarrega-se de garantir que o potencial de terra artificial permaneça idêntico ao existente na junção de R1 com R2.

A relação entre esses dois resistores vai determinar a razão entre as duas tensões de saída; se ambos tiverem o mesmo valor, o mesmo acontecerá com aquelas tensões. Isto nos revela a característica mais interessante do circuito: a relação entre as tensões de saída não depende da tensão da bateria. Além disso, nosso divisor ativo apresenta a vantagem de se adaptar bastante bem às correntes variáveis de carga que passam pelo potencial de terra, particularmente em casos de cargas assimétricas.

Vários tipos de operacional podem ser "encaixados" no circuito; o (CA) 3140 e o (LM)324 são excelentes, mesmo usando-se baterias de 4,5V. Tenha sempre em mente, porém, que a carga máxima tolerada pelo terra artificial depende muito do operacional adotado (em geral, cerca de 20 mA).



Conversor CA/CC

para voltímetros

Este conversor permite que qualquer voltímetro CC de alta impedância leia tensões alternadas, entregando na saída o mesmo valor da entrada. No diagrama está representado um retificador ativo, baseado em um operacional tipo CA3130; apesar de sua simplicidade, ele incorpora alguns macetes que tornam possível efetuar medições bastante precisas.

O sinal a ser medido é aplicado à entrada não inversora de IC1, por meio do capacitor de entrada C1. Os diodos D3 e D4 protegem a entrada contra excessos de tensão, enquanto os capacitores C4/C6 e C2 asseguram um acoplamento apenas em CA para a saída e para a realimentação negativa, de forma que as eventuais variações em IC1 não afetem os resultados da medição. Os resistores R1 e R2, por sua vez, cuidam da polarização do CI, ao passo que R3 estabelece o fator de ampliação em CC(que é unitário).

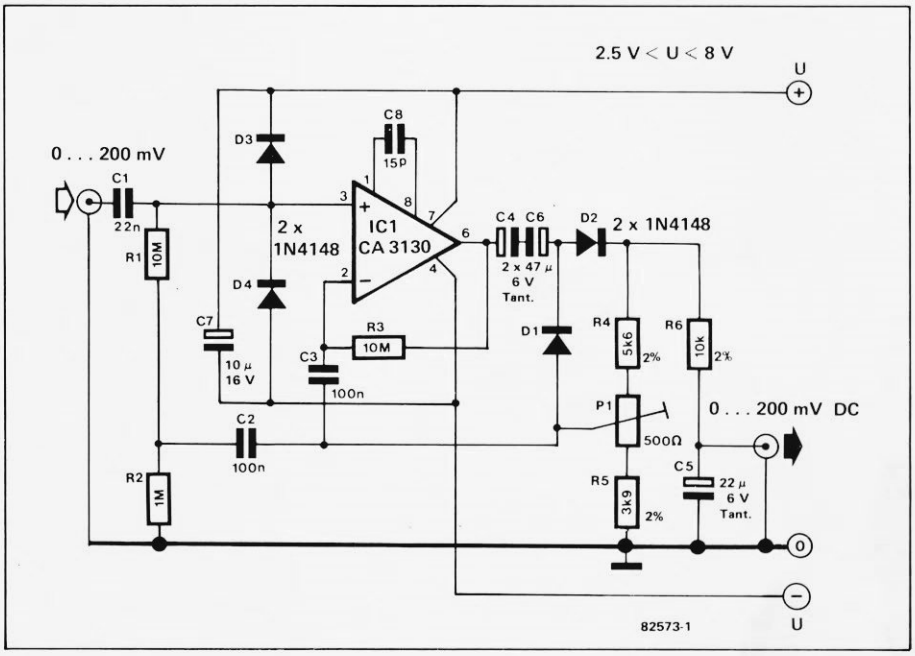
O diodo D2 irá conduzir sempre que surgir um flanco ascendente do sinal, caso em que o fator de amplificação do operacional será determinado pela relação entre os resistores R4 e R5 e pelo posicionamento do cursor de P1. O capacitor C5 será então carregado através de R6.

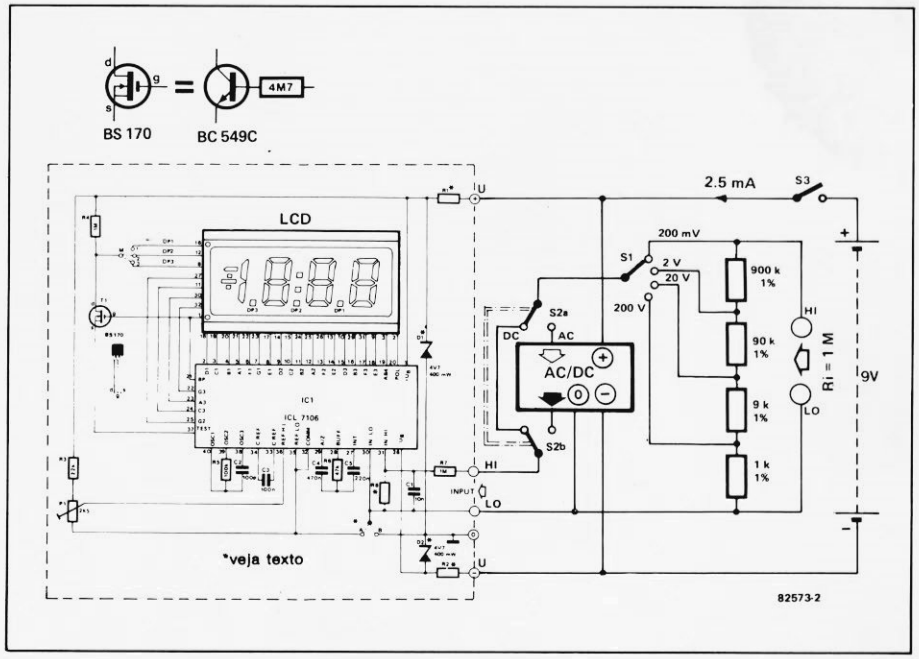
Nos flancos negativos será D1 a conduzir, provocando a descarga de C5 – que vai ocorrer apenas parcialmente, por dois motivos: (a) o ganho do operacional é sempre unitário quando D1 está conduzindo; (b) o valor de resistência de descarga é maior que o de carga. Essa relação foi calculada de forma que a tensão CC sobre o capacitor seja equivalente ao valor eficaz do sinal de entrada. Na prática, ocorre realmente a medição do valor médio do sinal, que é corrigido posteriormente para fornecer o valor eficaz; obviamente, o circuito serve apenas para sinais senoidais.

Para alimentá-lo é preciso dispor de uma fonte simétrica que forneça algum valor entre ±2,5 e ±8 V e pouco mais que 1 mA de corrente. Na segunda figura vê-se uma aplicação típica para o conversor, juntamente com um voltímetro tradicional empregando o integrado 7106 e um mostrador de cristal líquido.

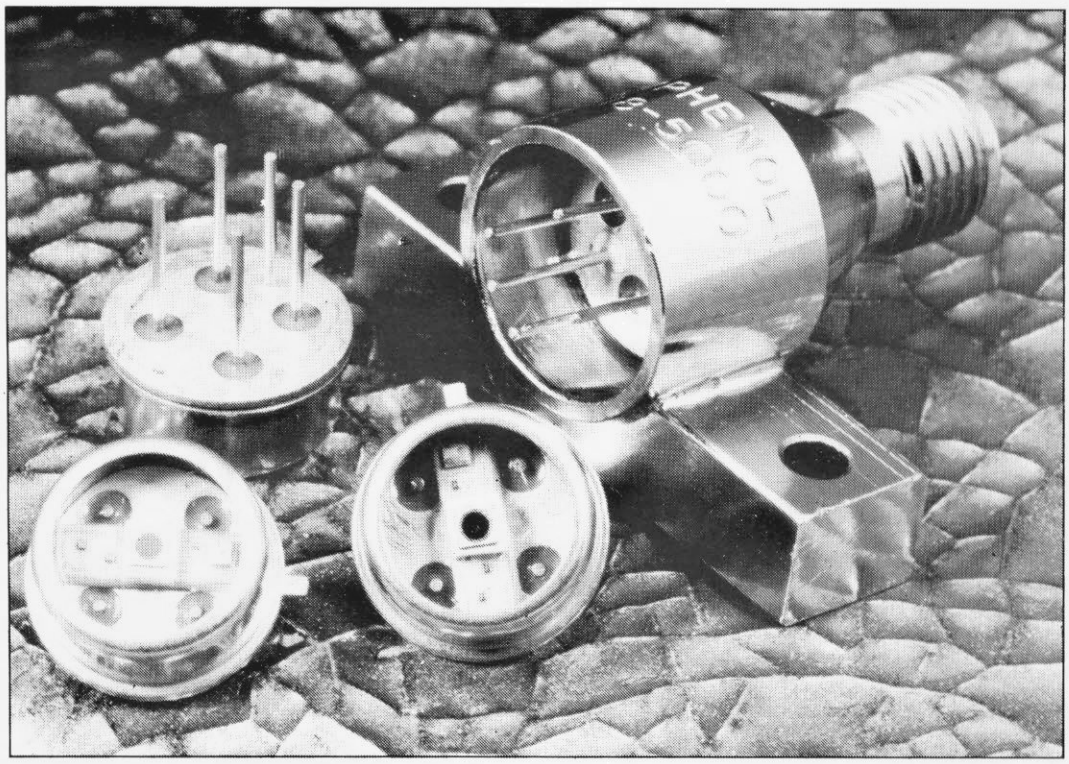
Nesse caso, o divisor de tensão pode ser usado tanto para tensões alternadas como contínuas. O ponto decimal do *display* torna-se comutável mediante o acréscimo de um contato em S1. Quanto à alimentação, já que esse voltímetro específico produz um "zero" artificial, uma bateria miniatura de 9 V será o bastante. É claro que não há problema em utilizar qualquer outro voltímetro, desde que possua 10 megohms ou mais de impedância de entrada.

O instrumento aqui sugerido deve ser calibrado na faixa dos 200 mV, com a chave S2a, na posição "DC", antes que o conversor seja utilizado. A calibração pode ser feita através de P1, fornecendo-se uma tensão CA de 150 mV (valor RMS) a uma freqüência de 100 Hz, de preferência comparando-se a leitura com outro voltímetro digital de precisão. Segundo testes efetuados, o circuito fornece leituras precisas até 10% na faixa entre 40 Hz e 1 kHz.





Fotônica: princípio e técnicas



Ela não deve ser confundida com a optoeletrônica – na qual interagem fótons e elétrons – nem com a eletro-ótica, que estuda a relação entre os índices de refração de certos dielétricos e os campos elétricos em que estão situados. Fotônica é, na verdade, uma tecnologia que emprega fótons para transportar informações de forma controlada; é a base do desenvolvimento e uso das fibras óticas

Talvez não seja ainda neste século que os fótons irão tomar o lugar dos elétrons no processamento de informações, mas existem claros indícios de que serão cada vez mais usados na comunicação de dados, através das fibras óticas. Também são utilizados, é claro, no controle remoto de inúmeros aparelhos de áudio e vídeo e mostram-se indispensáveis no projeto Guerra nas Estrelas americano. Isto sem falar no computador fotônico, em pleno desenvolvimento na Universidade Heriot-Watt (Inglaterra) e nos Laboratórios Bell (Nova Jérsei, EUA).

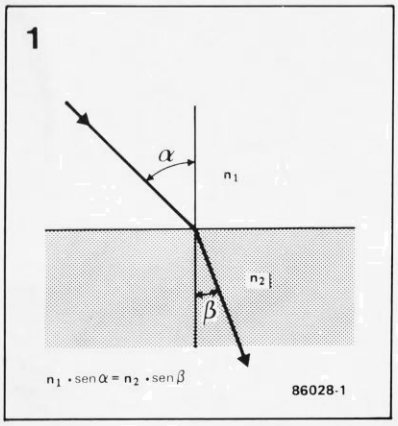


figura 1 – Ilustração gráfica da Lei de Snell.

Esse computador emprega os chamados "transfasores", que são os equivalentes óticos dos transistores, e sua principal característica é a velocidade de processamento, milhares de vezes superior à dos computadores eletrônicos. De fato, em condições ideais os elétrons deslocam-se quase tão rapidamente como a luz, mas no silício essa velocidade não ultrapassa 1 ou 2% do valor máximo. Infelizmente, não há muito mais a dizer, já que essas máquinas só deverão ser trazidas a público dentro de um ano, aproximadamente. Vamos nos concentrar, por enquanto, na estrutura e operação de cabos de fibras óticas – cujos princípios básicos foram estabelecidos em 1966, por uma dupla de pesquisadores ligados aos Laboratórios de Telecomunicações da Standard, em Essex, Inglaterra.

Fundamentos

Embora seja uma forma de energia, a luz pode ser considerada também um movimento ondulatório. Chamamos *raio de luz* à direção percorrida pela energia luminosa (ou seja, os fótons), e *feixe de luz* a um conjunto de raios. Além dessas definições básicas, convém saber que, de acordo com o princípio de reversibilidade da luz, se um raio sofrer uma inversão de sentido, ele sempre irá percorrer o trajeto original.

As ondas de luz, ademais, podem ser refletidas ou refratadas. No fenômeno da reflexão, parte ou

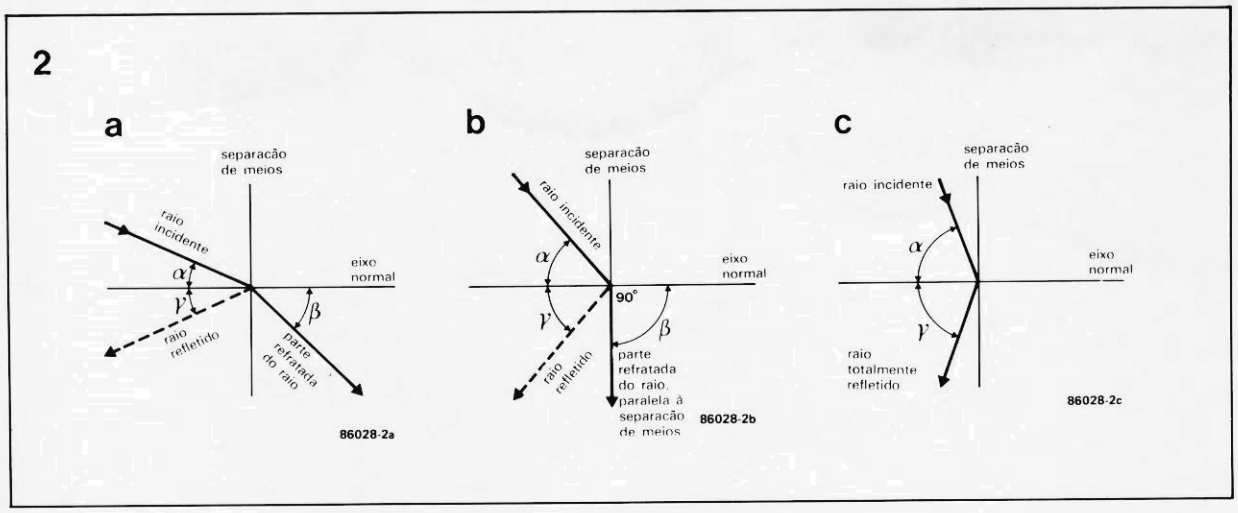


figura 2 – Dependendo do ângulo de incidência do raio luminoso, o meio de transmissão assume uma modalidade de baixa ou alta ordem; quanto maior esse ângulo, tanto menor a modalidade.

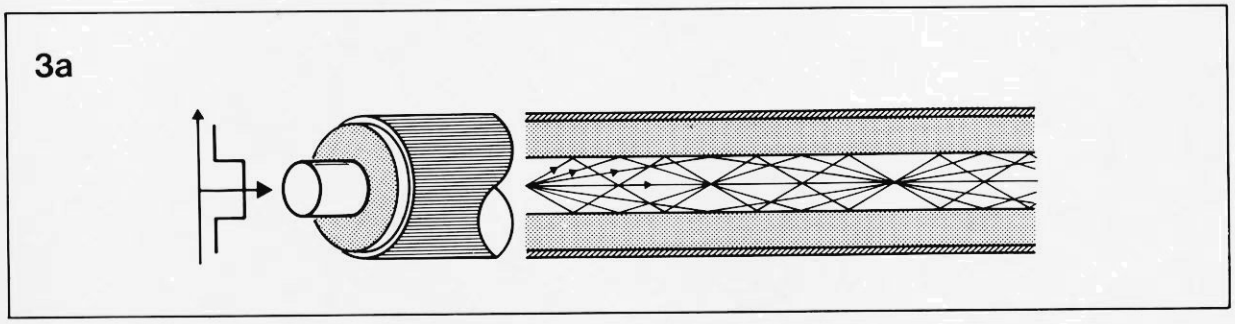


figura 3a – Fibra de modalidade múltipla (ou "multimodo").

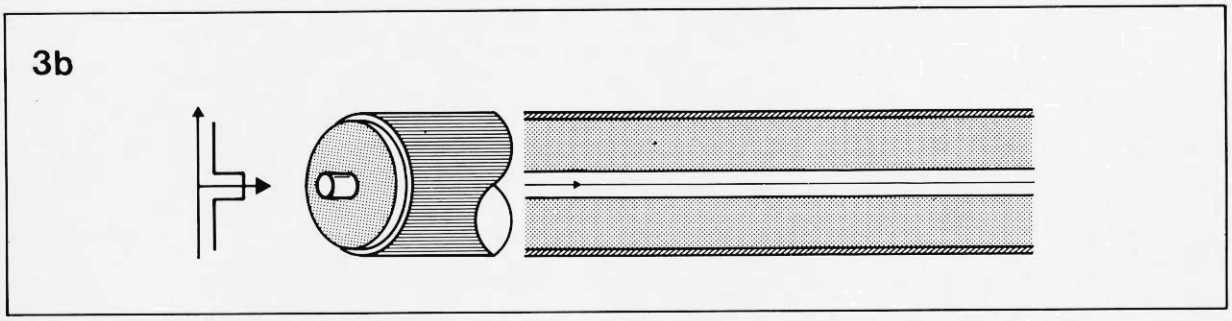


figura 3b – Fibra de modalidade única (ou "monomodo").

virtualmente toda a luz é "devolvida" ao meio original, quando atinge uma superfície que separa dois meios. Assim, por exemplo, superfícies metálicas altamente polidas refletem a maior parte da luz incidente, ao passo que o vidro espelhado devolve apenas 5% da mesma. A refração, por outro lado, é a mudança de direção executada por um raio de luz quando ele adentra outro meio transparente.

Na reflexão, o raio incidente, o normal (eixo perpendicular à separação entre meios) e o raio refletido encontram-se no mesmo plano; além disso, o ângulo de incidência é sempre igual ao ângulo de reflexão. No caso da refração, o raio incidente, o normal e o raio refletido também estão localizados no mesmo plano (figura 1).

Em 1620, um cientista holandês chamado Snell descobriu que a relação senα:senβ é uma constante, sendo o ângulo de incidência e o de refração. A lei de Snell, como ficou então conhecida, pode ser normalmente representada da seguinte forma:

$$\text{sen}\ \alpha / \text{sen}\ \beta = n_r / n_i = \mu \qquad (1)$$

onde n_r e n_i são os índices de refração dos dois meios envolvidos e μ é uma constante.

A refração da luz ocorre porque esta exibe diferentes velocidades, de acordo com o meio que atravessa. A teoria ondulatória da luz demonstra que o índice de refração "1n2" de dois meios "1" e "2" pode ser dado por

$$_1n_2 = c_1 / c_2 \qquad (2)$$

onde c1 e c2 são as velocidades da luz nos meios 1 e 2, respectivamente.

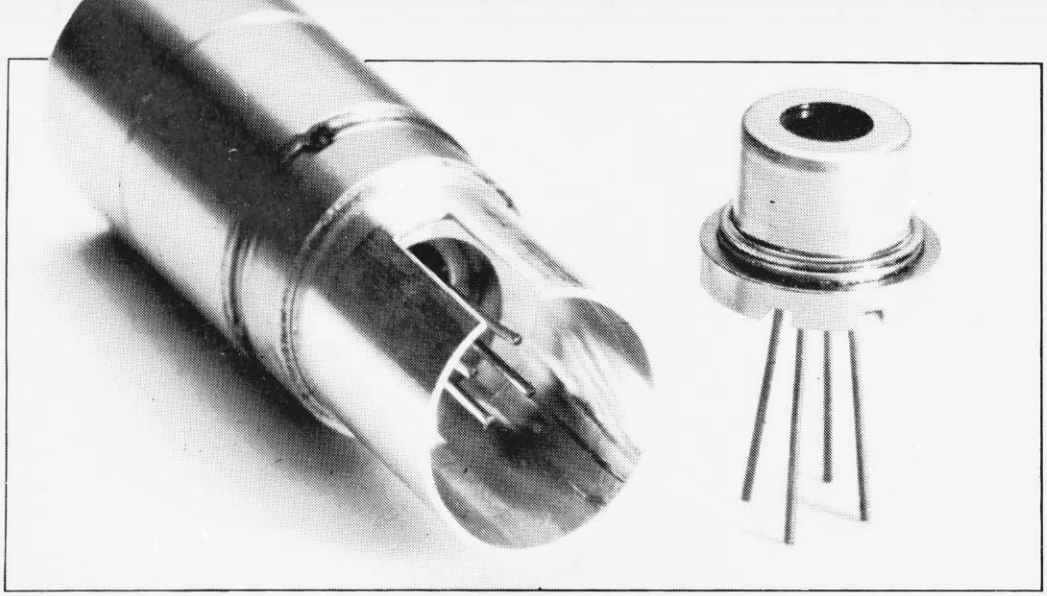
Caso o meio nº 1 da equação (2) seja o vácuo, o valor resultante será o índice absoluto de refração, enquanto que para outros dois meios quaisquer temos o índice relativo de refração. Assim sendo, o índice refrativo absoluto de um determinado meio resulta em

$$n = c / v \qquad (3)$$

onde "c" é a velocidade da luz no vácuo e "v" é a velocidade da luz no meio envolvido. Na prática, como o índice absoluto do ar é de 1,00029, a velocidade da luz no ar ambiente costuma substituir o do vácuo.

Existem, obviamente, situações em que ocorrem reflexão e refração parciais da luz. Na figura 2a, por exemplo, o ângulo incidente é tão pequeno que grande parte da luz é refratada. Em uma fibra ótica, isto significa que grande parte da luz seria perdida no revestimento interno do cabo.

A figura 2b ilustra o ângulo crítico de incidência, quando a luz refratada assume um ângulo de 90º em relação ao eixo normal. Nessas condições, o feixe refratado pode provocar interferências, motivo pelo qual o ângulo incidente deve ser sempre maior que o crítico



(veja a figura 2c), quando ocorre reflexão total. A condição principal para que isto ocorra determina que o raio passe de um meio oticamente denso, com um índice de refração relativamente elevado, para outro menos denso e com índice refrativo menor.

Os raios de luz que atingem a separação de meios em ângulos inferiores ao crítico são os de alta modalidade – os quais tomam um tempo relativamente longo para alcançar o final do cabo. Em contrapartida, os raios que ficam quase paralelos ao eixo ótico (isto é, com ângulos superiores ao crítico), são os de baixa modalidade. Estes, por sinal, transportam informações mais rapidamente, já que são menos refletidos que os de alta modalidade, além serem menos suscetíveis a perdas.

Chamamos de *abertura numérica* ao seno do ângulo de incidência – um fator importantíssimo quando é preciso acoplar dois guias de onda óticos. Mas a abertura numérica fornece também uma indicação da diferença entre os índices de refração do núcleo e do revestimento interno da fibra; quanto menor essa diferença, tanto maior poderá ser a largura de faixa do sinal interrompido.

O cabo de fibras óticas

Na fibra que se convencionou chamar de "multimodo" (figura 3a), os percursos dos raios de diferentes modalidades possuem extensões diferentes e, portanto, tempos de transmissão diversos. Pelo fato de as modalidades serem divididas em cada pulso, este fica sujeito a um espalhamento progressivo, à medida que percorre a fibra, provocando interferências com os pulsos adjacentes.

Por outro lado, na fibra "monomodo" (figura 3b) o diâmetro do núcleo é comparável ao comprimento de onda da luz, motivo pelo qual pode haver apenas uma modalidade de propagação eletromagnética e o espalhamento do pulso (conhecido também como "dispersão de múltiplos percursos") é eliminado. O núcleo de menor bitola torna a fibra monomodo mais difícil de utilizar, mas é possível obter atenuações de 0,4 dB/km a um comprimento de onda de 1,3 μm – contra os 2 a 10 dB/km das fibras multimodo. A largura de faixa típica para as fibras de modalidade única é de 10 GHz.

A estrutura convencional de um cabo de fibras óticas foi detalhada no artigo "Luz nos cabos submarinos", desta mesma edição. O rápido desenvolvimento da tecnologia das fibras – que deve ser creditado principalmente aos laboratórios Bell, à British Telecom e à empresa estatal japonesa de telecomunicações – já tornou as multimodos obsoletas para comunicação a longa distância. De fato, os cabos de fibra multimodo exigem repetidores de poucos em poucos quilômetros, enquanto nas monomodo as distâncias entre repetidores são da ordem de 80 a 150 km. As três organizações já estão pesquisando novos materiais para o núcleo que, segundo se espera, devem permitir a instalação de cabos submarinos sem repetidores.

Atualmente, o núcleo central das fibras óticas é feito em sílica dopada, revestida de sílica pura. Os novos cabos que estão sendo pesquisados incluem materiais à base de óxidos e haletos, que chegam a ser entre 2 e 1000 vezes mais transparentes que a sílica. Além disso, deverão provocar menos dispersão de luz, gerando cabos com capacidade muito superior aos atuais.

Transferência de dados

As redes de fibras óticas necessitam, é claro, de um transmissor, um receptor, acopladores e repetidores, além dos cabos propriamente ditos (figura 4). Existem dois tipos principais de transmissor ótico: o diodo de infravermelho e o diodo laser, ambos trabalhando com energia luminosa nos comprimentos de onda entre 0,8 e 1,5 μm. O tipo mais utilizado é o infravermelho, pelo fato de ser relativamente barato, confiável, fácil de usar e ter uma longa vida útil (de 10^6 a 10^7 horas) – sem falar que apresenta derivas mínimas com a temperatura e sua corrente pode ser modulada facilmente.

Nos comprimentos de onda situados entre 0,7 e 0,9 μm emprega-se diodos de silício, enquanto na faixa de 1,1 a 1,5 μm

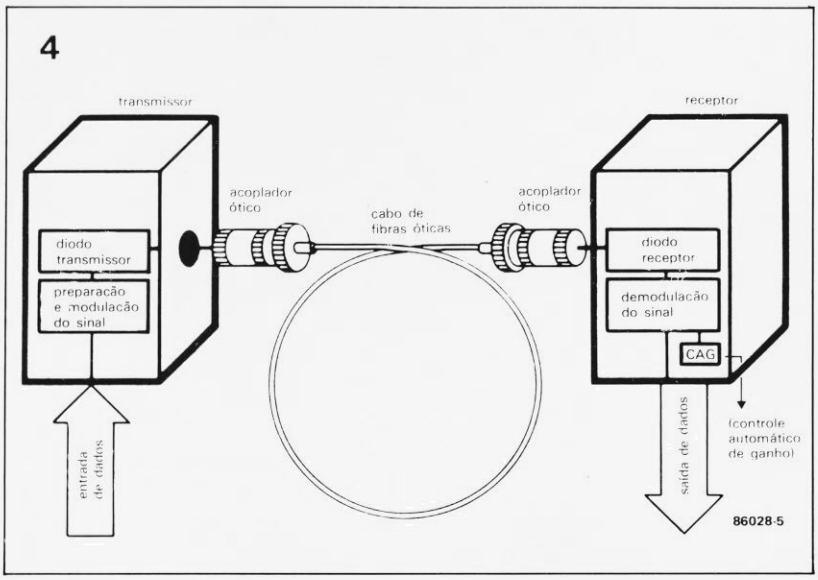


figura 4 – Rede de fibras óticas sem repetidor.

são necessários os de arsenieto de gálio, já que a transferência de energia do silício cai drasticamente nessas freqüências. Os diodos de infravermelho têm as desvantagens de uma faixa de passagem limitada e da impossibilidade em emitir feixes paralelos de luz. Este segundo problema exige que a luz emitida passe por um sistema ótico, onde é convertida em feixes paralelos.

Os diodos laser não necessitam de sistemas óticos sofisticados e exibem uma saída mais elevada, de até 650 mW (o laser pulsado pode alcançar os 100 W durante breves períodos). Além disso, a largura de faixa é bem mais ampla do que permitem os diodos de infravermelho; e como os raios de luz de um feixe laser são paralelos, para todo efeito prático, grande parte da energia disponível é injetada na fibra.

Infelizmente, porém, eles também apresentam desvantagens: produção difícil e, portanto, dispendiosa; vida útil muito inferior à dos diodos IV (cerca de 10^5 horas); e deriva com variações de temperatura. Esta última implica que as correntes que atravessam o diodo (que podem chegar a alguns ampéres nos modelos pulsados, contra apenas 150 mA nos infravermelhos) devem ser reguladas – assim como sua corrente quiescente, já que os diodos laser levam de 4 a 8 ns emitindo luz visível, antes de passar para a infravermelha.

Em poucas palavras, os diodos laser pedem circuitos eletrônicos suplementares, ao passo que os de infravermelho exigem redes óticas adicionais. Para a recepção existem também dois componentes em jogo: os diodos PIN e os diodos de avalanche. Os primeiros são fotodiodos que contém uma região de semicondutor praticamente intrínseca (tipo I) entre uma área tipo P e outra tipo N. Eles combinam baixo custo e circuitos eletrônicos mais simples com baixas tensões de alimentação e reação bastante rápida (normalmente inferior a 1 ns, o que os torna ideais para trabalhar com transmissores a laser).

Em contrapartida, geram muito ruído – o que é bastante problemático, pois sua baixa saída deve ser amplificada pelos chamados "amplificadores de transcondutância", que também atuam como conversores corrente-tensão.

Os fotodiodos de avalanche, por sua vez, proporcionam um ganho substancial (de 40 a 60 dB), além de serem bastante sensíveis e produzirem bem menos ruído que os diodos PIN. Por outro lado, são muito caros, possuem uma pequena largura de faixa para demodulação e servem apenas para a recepção de sinais digitais. Ademais, requerem uma alimentação entre 100 a 1000 volts, que tende a tornar sua vida útil menor que a dos diodos PIN.

Quanto aos repetidores, eles também estão descritos no artigo citado anteriormente, o que é mais que suficiente para compreender sua operação. Já os fotoacopladores podem ser encontrados em vários tipos, alguns dos quais estão representados nas fotos que ilustram a matéria. Mas esses são usados apenas onde a conexão não é permanente; no caso de junções definitivas, os dois cabos são unidos com o auxílio de um microscópio e um pequeno soldador. Se a união for efetuada corretamente, a junção deverá provocar atenuações inferiores a 0,15 dB.

Os cabos óticos permitem ainda a implementação de junções em "T", como se pode ver na figura 6; esse tipo de acoplador ótico também pode ser usado como um duplexador. Outra possibilidade interessante é a multiplexão de comprimentos de onda, conformese vê na figura 7, que pode multiplicar a capacidade de transmissão do cabo.

No caso, a luz vinda do transmissor passa por um sistema que a torna paralela e depois é projetada, por meio de uma lente, em um filtro de reflexão que fica inclinado em relação ao eixo da lente. Esse filtro reflete os raios de luz em direções que vão depender dos comprimentos de onda; a lente, então, converte as mudanças de direção em um deslocamento de posição, de forma que os raios refletidos de todos os comprimentos de onda sejam convergentes. Só então o raio "composto" é aplicado à fibra de transmissão.

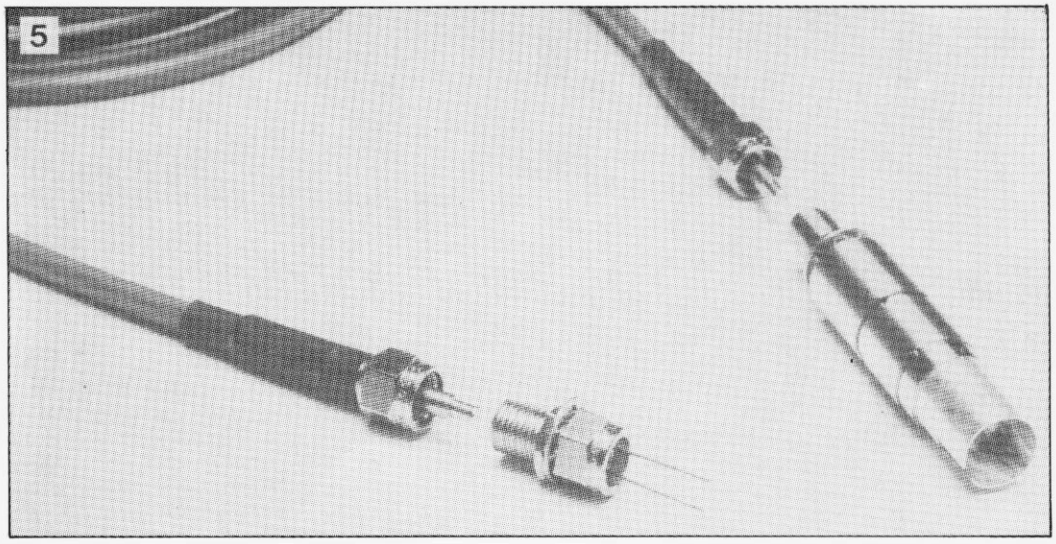


figura 5 – Cabo de fibras óticas com os acopladores.

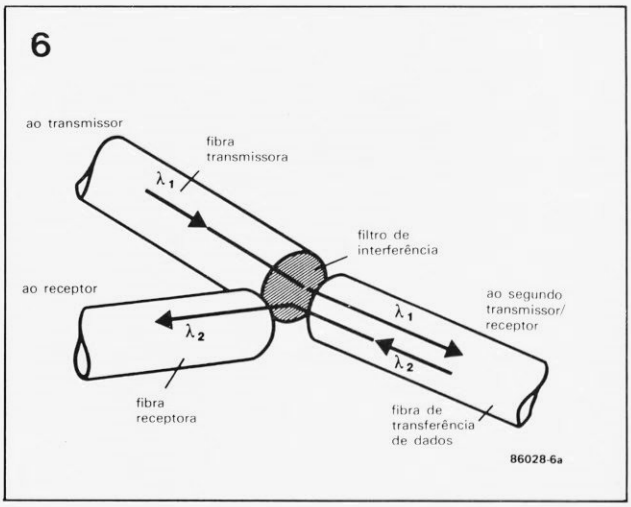


figura 6 – Jucão ótica em "T", ilustrando o conceito da duplexação.

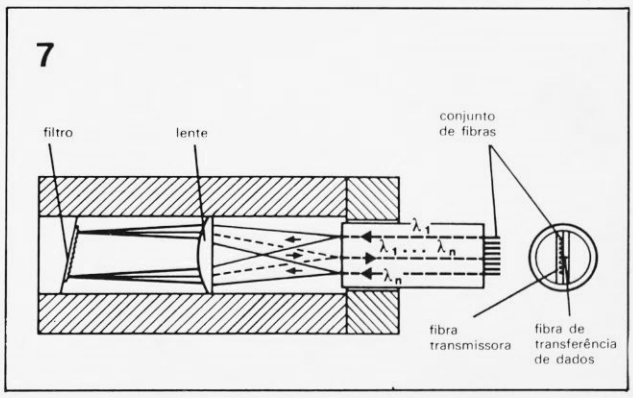


figura 7 – Estrutura e princípio de operação de um multiplexador ótico.

Testador lógico universal

Este circuito pode ser usado tanto em TTL como em CMOS, além de outras famílias lógicas com características semelhantes. Fornece a indicação de 0 e 1 lógicos, como os demais, mas também informa sobre níveis indefinidos e conexões abertas.

J. Borgman

Nos circuitos TTL, uma tensão inferior a 0,8 V é definida como nível "0" ou "baixo", enquanto aquelas superiores a 2 V são consideradas como nível "1" ou "alto"; qualquer valor entre esses dois limites representa um nível lógico indefinido.

A lógica CMOS, por outro lado, aceita uma gama de tensões de alimentação muito mais ampla que a TTL, normalmente entre 3 e 18 V. Além disso, os níveis lógicos não são definidos como tensões absolutas, e sim como porcentagens da alimentação; dessa forma, o nível lógico alto deve ser igual ou superior a 60% daquela tensão, ao passo que o nível baixo deve ser inferior a 40% da mesma tensão. Como na TTL, porém, os níveis situados dentro desses limites são considerados indefinidos.

Qualquer ponta de prova lógica, portanto, deveria ser capaz de distinguir entre os níveis alto, baixo e indefinido. Mas existe também a possibilidade de topar com um circuito aberto durante o teste, provocado tanto por mau contato do próprio testador como por culpa do circuito sob análise – ou, ainda por um simples pino "NC", isto é, sem qualquer conexão com o circuito. É preciso, então, diferenciar um circuito aberto dos demais níveis lógicos.

O circuito que estamos sugerindo (veja a figura 1) emprega três comparadores de tensão para detectar as quatro possíveis condições de entrada. Seus terminais "ref +" (referência) e "0" vão ligados às linhas de alimentação do circuito sob teste. Com uma alimentação de 5 V e S1 comutada para a posição "TTL", teremos 2 V na entrada inversora de IC1 e 0,8 V na mesma entrada de IC2; trocando S1 para "CMOS", as tensões de referência serão, respectivamente, 60% e 40% da alimentação do circuito em teste.

A entrada inversora de IC3, por sua vez, recebe um potencial de aproximadamente -50 mV da linha de alimentação negativa do próprio testador, por intermédio de R9, R7 e R6. Sempre que a entrada "teste" estiver em aberto, as entradas não inversoras dos três comparadores serão "rebaixadas" para cerca de -100 mV, através de R8; nesse caso, a saída dos três será negativa, ativando o LED D1 ('NC' ou sem conexão).

Se a entrada de teste for ligada a um ponto cuja tensão está localizada entre o potencial nulo e o nível baixo, a saída do comparador IC3 ficará positiva e será a vez de D2 acender – indicando o "0" lógico – através da corrente que flui por ele, da saída de IC3 para a saída de IC2.

No caso de tensões localizadass entre os níveis baixo e alto, a saída de IC2 também ficará positiva; D2 vai apagar e D3, acender, graças à corrente que vem de IC2 e vai para IC1. Esse LED indica os estados lógicos indefinidos ('X').

Por fim, quando o limiar do "1" lógico foi excedido, a saída de IC1 vai se tornar positiva, apagando D3 e acendendo D4, que indica o nível lógico alto.

Indicações de pulsos

Até agora falamos somente da identificação de níveis lógicos estáticos; no entanto, não é raro encontrar pulsos e trens de pulsos nos circuitos digitais. Se o testador for deixado como está, os trens de pulsos com um ciclo de trabalho próximo dos 50% farão brilhar tanto D2 como D4 com intensidade reduzida. Contudo, se o ciclo de trabalho for muito pequeno ou muito grande, um dos LEDs parecerá estar continuamente aceso. Além disso, breves pulsos isolados não serão "capturados" pelo circuito.

Para contornar esse problema, pode-se adotar um "alongador" de pulsos como o da figura 2, que não passa de um monoestável que gera pulsos com um período de 200 ms, aproximadamente. Assim, toda vez que surge um pulso no ponto correspondente da figura 1 (na junção de IC1, D3 e D6), que vai ligado à entrada do monoestável, este é disparado e o LED acende durante 200 ms – um período suficientemente longo para permitir a visualização. Caso o ritmo de aparecimento dos pulsos seja superior a 5 Hz, o diodo D10 parecerá brilhar continuamente.

O testador fornece ainda uma saída pulsada compatível com TTL (ponto "A"), para acoplamento com frenquencímetros e outros instrumentos. Se esse recurso não for necessário, C2 e D5 poderão ser omitidos e o par R14/R15, substituído por um único resistor de 1 k. ◀

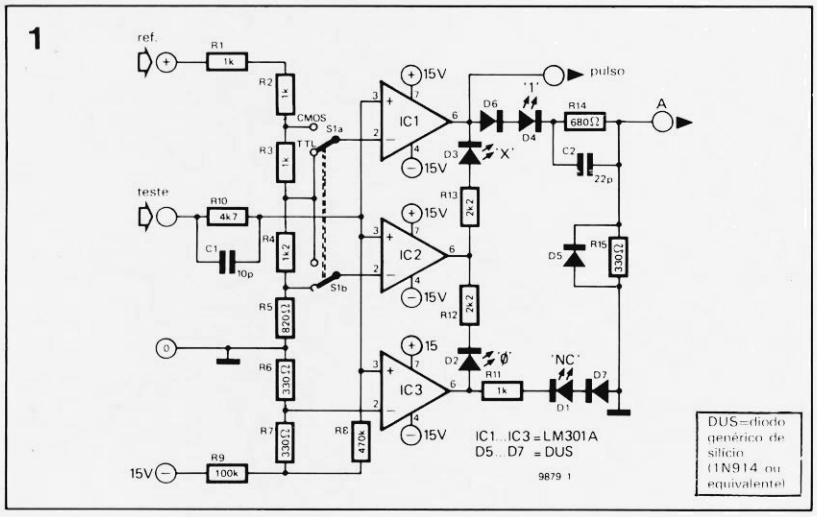


figura 1 – Circuito básico do testador lógico, que é capaz de distinguir níveis altos, baixos e indefinidos, além de circuitos abertos.

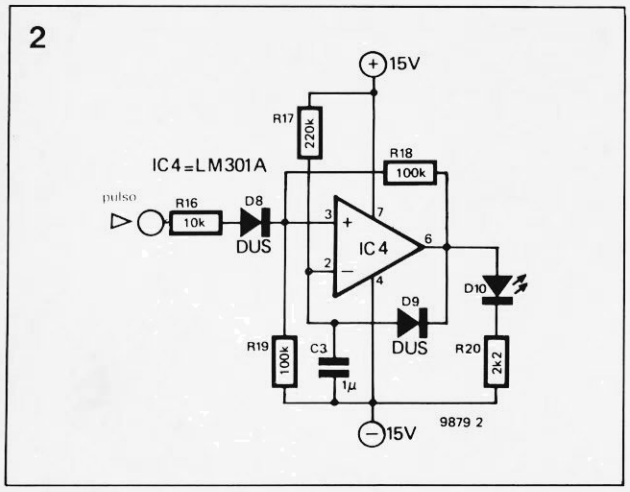


figura 2 – Monoestável para "alongamento" de pulsos.

Ideal para pequenas e médias empresas, ou mesmo grandes residências, este sistema emprega telefones comuns, em substituição aos tradicionais interfones. Trata-se praticamente de uma rede particular, mas sem utilizar central telefônica: cada aparelho ganha uma pequena placa impressa e as interligações são feitas por um cabo de quatro fios.

Rede telefônica doméstica

O telefone tornou-se, sem dúvida, parte indissociável de nossa vida diária. Enquanto para muitos representa uma importante ferramenta de trabalho, outros o consideram uma conveniência da qual jamais abririam mão. Pois aqui está uma boa oportunidade para tirar um proveito ainda maior do telefone, utilizando-o no lugar dos clássicos (e muitas vezes deselegantes) interfones. E isto com a possibilidade de empregar até mesmo aqueles velhos aparelhos recondicionados, que foram sendo encostados à medida em que os mais modernos, de teclado, tomaram seu lugar.

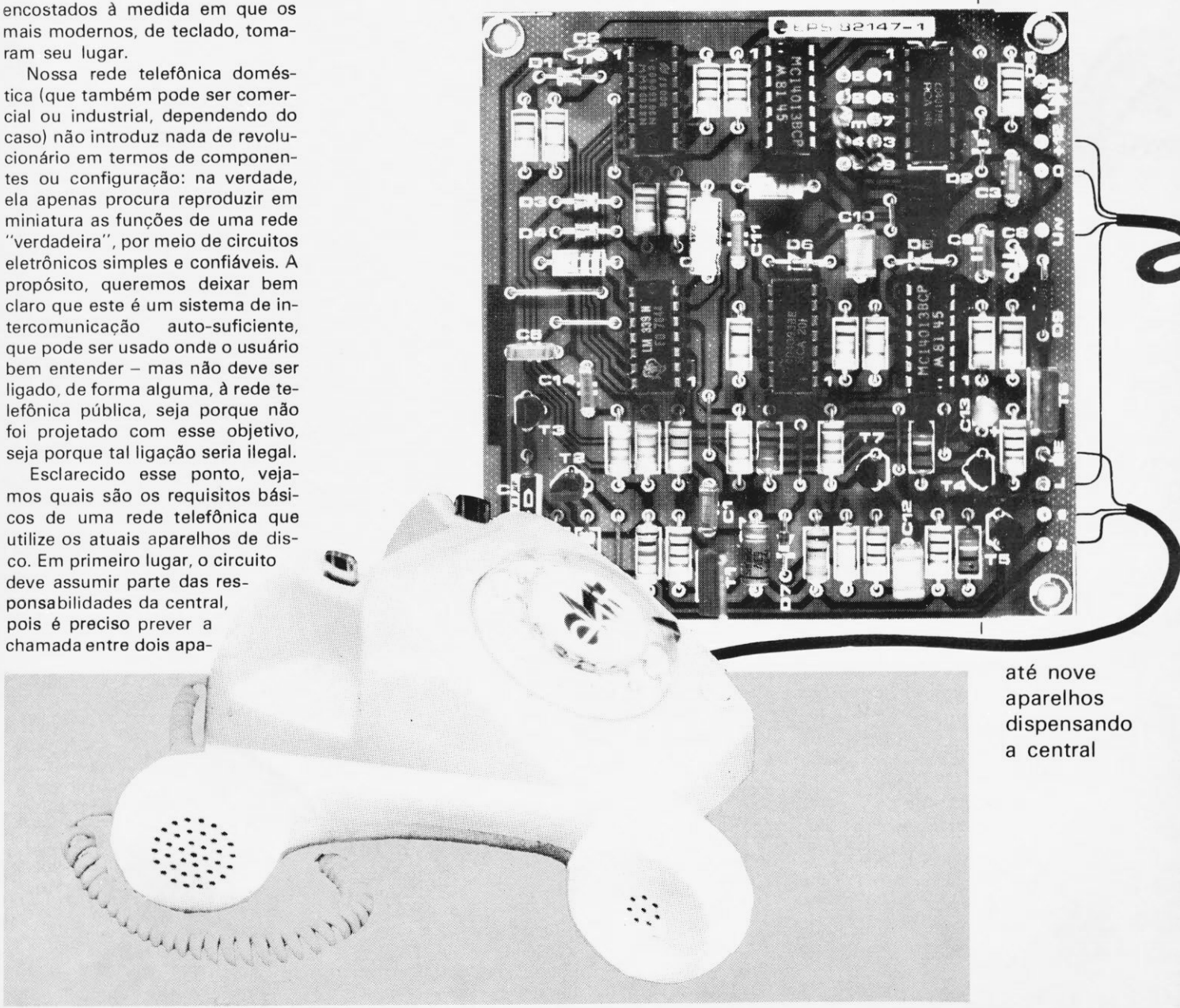
Nossa rede telefônica doméstica (que também pode ser comercial ou industrial, dependendo do caso) não introduz nada de revolucionário em termos de componentes ou configuração: na verdade, ela apenas procura reproduzir em miniatura as funções de uma rede "verdadeira", por meio de circuitos eletrônicos simples e confiáveis. A propósito, queremos deixar bem claro que este é um sistema de intercomunicação auto-suficiente, que pode ser usado onde o usuário bem entender – mas não deve ser ligado, de forma alguma, à rede telefônica pública, seja porque não foi projetado com esse objetivo, seja porque tal ligação seria ilegal.

Esclarecido esse ponto, vejamos quais são os requisitos básicos de uma rede telefônica que utilize os atuais aparelhos de disco. Em primeiro lugar, o circuito deve assumir parte das responsabilidades da central, pois é preciso prever a chamada entre dois aparelhos quaisquer do sistema. Isto é normalmente efetuado pelo mecanismo de discagem, que gera um trem de pulsos sempre que um número é discado.

Felizmente, isso não é muito complicado, já que o próprio aparelho telefônico prevê essa necessidade. Por outro lado, é preciso assegurar que o trem de pulsos discado corresponda ao número do aparelho que se deseja chamar e que a campainha do mesmo seja acionada. Além disso, logo que a pessoa chamada atenda, os fones dos dois aparelhos devem ser interligados. Não se pode permitir, por fim, que os outros "ramais" interfiram na conversa – o que já não é tão simples, mas permite soluções engenhosas.

Recursos do sistema

Assim, a rede telefônica Elektor procura atender a todos os requisitos de um típico sistema de inter-



até nove aparelhos dispensando a central

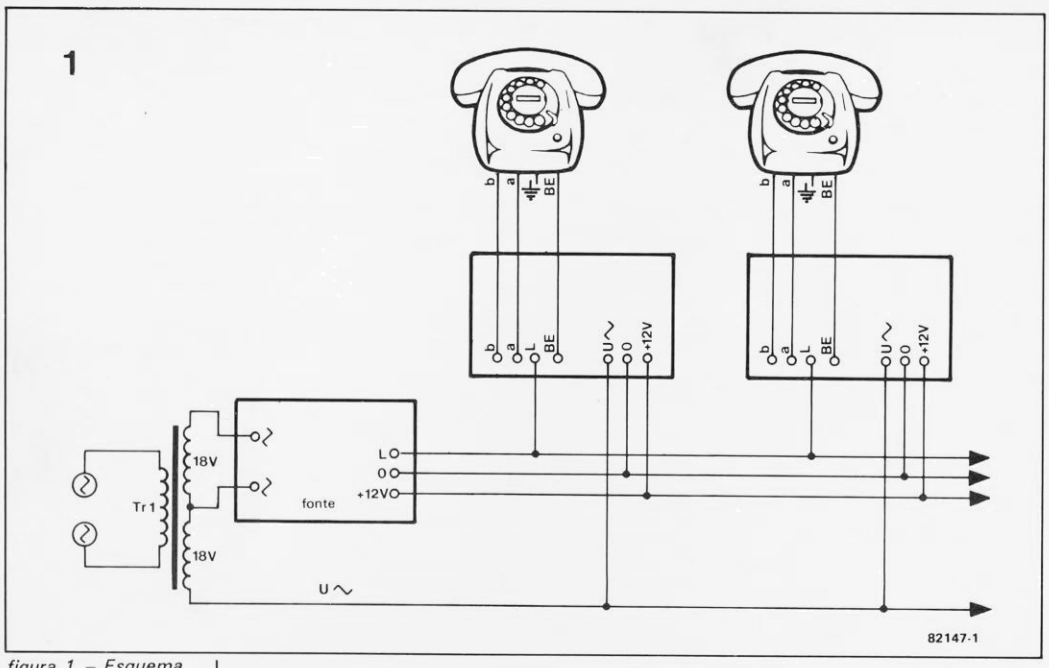


figura 1 – Esquema de fiação da instalação: todas as interconexões foram feitas com um cabo de 4 condutores.

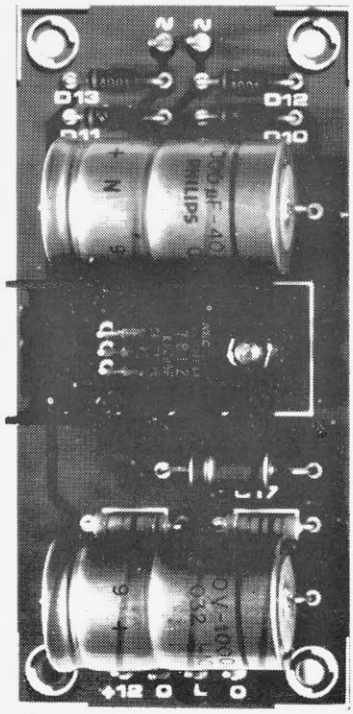
comunicação para casas ou pequenas empresas e oferece alguns recursos adicionais. Acreditamos que mesmo o número de "ramais", que está limitado a nove, vá satisfazer a maioria das aplicações em potencial (que podem ser até eventos temporários, como festas ou exibições).

A principal exigência de uma rede privada como essa deveria ser a central telefônica, que foi eliminada em nosso caso, tornando a fiação e a instalação bem mais simples. Portanto, ao invés da conexão em estrela (onde todos os ramais são acoplados à central), os aparelhos ficam interligados através de um simples cabo de 4 fios, como se vê na figura 1.

Esse cabo é composto pelas linhas do sinal de toque (U∼), de alimentação (+12 V), de terra (0) e de voz (L). O consumo de toda a rede é relativamente baixo, não exigindo mais que uma só fonte para todo o sistema. As ligações entre os aparelhos e suas respectivas placas também foram simplificadas pelas conexões previstas nas mesmas.

O número de cada "ramal" é determinado por uma ponte de fio na placa correspondente; sempre que um número específico for discado, soará a campainha do aparelho chamado e um tom intermitente irá surgir na linha L. Ao mesmo tempo, um LED será ativado em todos os outros "ramais", indicando que a linha está ocupada. A interligação entre os dois aparelhos será completada tão logo o fone do "ramal" chamado seja tirado do gancho e nenhum dos outros terá acesso à conversa. A ligação será desfeita assim que os dois fones forem repostos no lugar.

Existe, porém, uma forma de colocar uma terceira pessoa na conversa, se assim for desejado,



usando um pequeno "macete" do circuito. Suponhamos, por exemplo, que o ramal com que estamos nos comunicando seja o de nº3 e, a uma certa altura, queiramos que o usuário do nº 7 também participe do papo. Para obter então o nº 7 (sem "perder" o nº3), basta simplesmente discar a diferença entre os dois números, ou seja 7 - 3 = 4; os dois ramais, a partir desse momento, estarão no circuito. Da mesma forma, ao falar com o ramal 3, para introduzir o nº 8 será preciso discar 5; para incluir o 9, disca-se 6; para incluir o 1, disca-se 8 e assim por diante.

Mediante outro "macete", pode-se fazer com que todos os ramais participem simultaneamente da mesma conversa. Nesse caso, deve-se discar a diferença entre o número do último ramal introduzido e o do próximo a ser incluído, até que todos estejam no circuito. Na prática, isso não é muito recomendável, pois dificilmente 9 pessoas poderão entender-se dessa forma; de qualquer modo, o recurso aí está, para quem quiser utilizá-lo.

O sistema por dentro

O circuito da figura 2, que proporciona todos esses recursos, parece um tanto complexo; a placa impressa, porém, simplifica bastante as coisas, tendo sido projetada especialmente para caber no interior dos aparelhos telefônicos do sistema.

Sobre a linha de voz (L) existe um nível de tensão permanente,

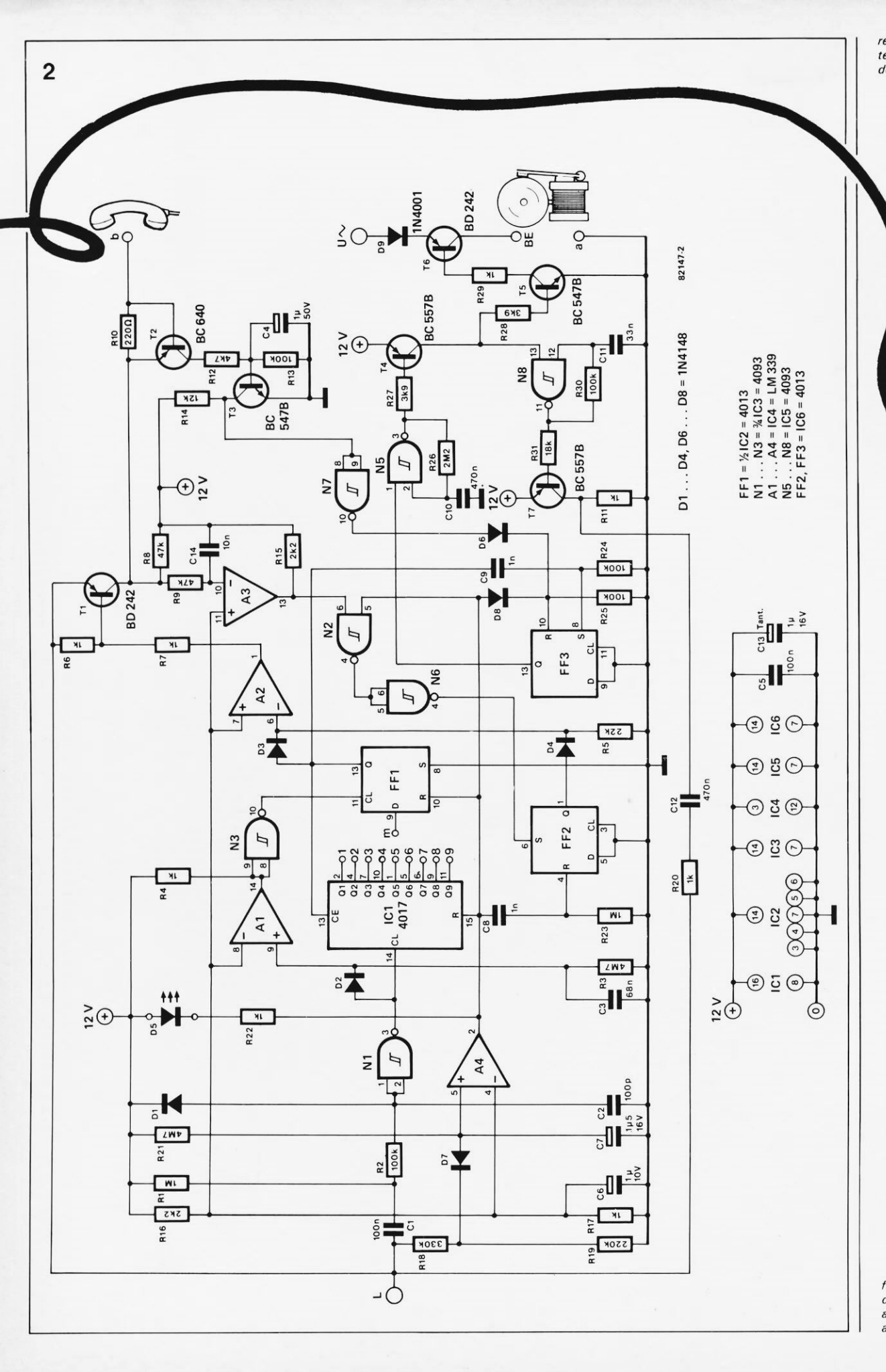


figura 2 – Esquema do circuito que acompanha cada aparelho telefônico.

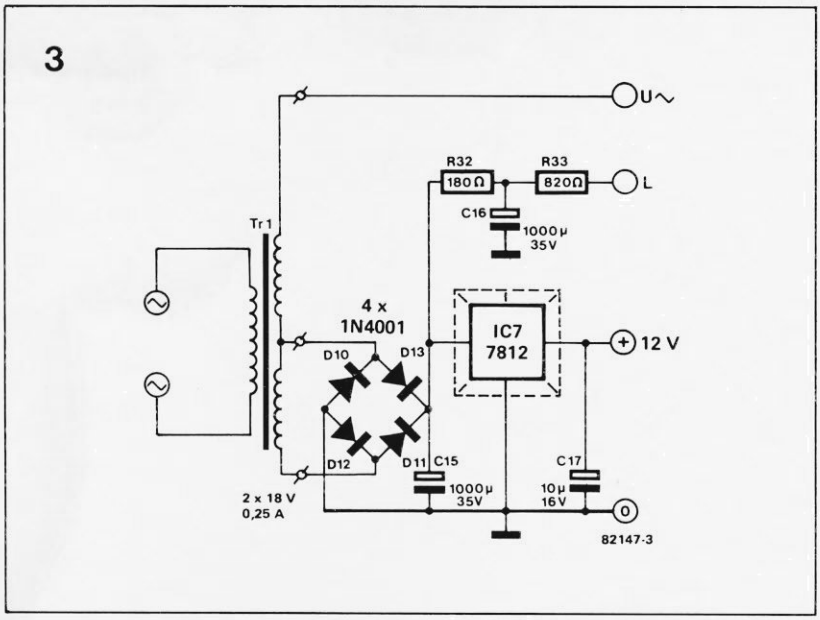


figura 3 – Esta fonte de alimentação é suficiente para uma rede de até 9 aparelhos. No texto são sugeridas alterações para casos especiais.

entre 15 e 30 V, mas a corrente só começa a fluir quando um dos fones é tirado do gancho e um número é discado. Sempre que isso ocorrer, a linha 'b' é ligada periodicamente à terra através do mecanismo de discagem, formando um trem de pulsos correspondente ao número discado (incluindo um pulso adicional em todos os casos).

Quando a linha 'b' vai para "0" pela primeira vez, o mesmo acontece com o pino 10 de A3. A saída deste operacional vai então armar o biestável FF2 (por meio de N2 e N6), provocando a condução de T1 por intermédio do operacional A2. A essa altura, a linha L está diretamente conectada com a linha 'b' do telefone, podendo enviar os pulsos de discagem para os outros ramais. Esses pulsos, em geral, têm 40 ms de extensão e ficam espaçados em 60 ms, aproximadamente.

Nos ramais, o primeiro pulso recebido vai provocar o *reset* do contador IC1 e dos biestáveis FF1 e FF2; os pulsos subsequentes são contados por IC1: o comparador A1, juntamente com D2, R3 e C3, forma um monoestável com possibilidade de redisparo que fornece um pulso de *clock* a FF1 cerca de 0,2 s após a chegada do último pulso de discagem. No ramal visado, a saída acoplada de IC1 (Q1...Q9) vai armar FF1 com um nível alto; em consequência, a saída Q desse biestável também é levada ao nível alto, conectando a linha L ao fone, através de A2 e T1.

Ao mesmo tempo, a saída Q de FF3 (agora em nível alto) ativa o oscilador baseado em N5, acionando a campainha via T4...T6. Assim que o fone é levantado do gancho, porém, esse biestável sofre um *reset* e a campainha silencia; os dois interlocutores já podem conversar.

Todos os outros ramais ficam então desconectados, pois neles a saída Q de FF1 continua em "0" e T1 permanece no corte; enquanto isso, o LED D5 acende em todos eles, indicando linha ocupada. Mas caso o aparelho chamado não atenda, FF3 sofre um *reset* da mesma forma, silenciando a campainha.

Alimentação e placas

Como dissemos, o consumo da rede telefônica é modesto: dessa forma, a fonte da figura 3 dá conta perfeitamente do recado. Ela precisa atender três exigências básicas: a linha de 12 V, que alimenta todos os circuitos eletrônicos, através de um regulador 7812; a linha U, que serve apenas para fazer soar a campainha e foi implentada pelos dois enrolamentos secundários de 18 V; e a linha L, cuja utilidade talvez não seja tão óbvia, à primeira vista. Como alguns devem saber, os microfones empregados nos aparelhos telefônicos são de carvão e exigem uma tensão fixa para poder funcionar – tensão que é fornecida pela linha L. Essas três linhas e mais a de terra vão ligadas às placas de todos os ramais.

A disposição dos componentes e traçado das placas destinadas aos circuitos dos ramais e à fonte podem ser vistos nas figuras 4 e 5. Repetimos que a placa da fonte é única, ao passo que cada ramal deve ter sua placa de circuito telefônico. Esta tem uma área suficientemente reduzida para ser alojada dentro dos próprios aparelhos (caso haja espaço) ou em uma pequena caixa, embaixo ou ao lado dos mesmos. O LED de linha ocupada deve ficar, é claro, em um ponto bem visível dos aparelhos.

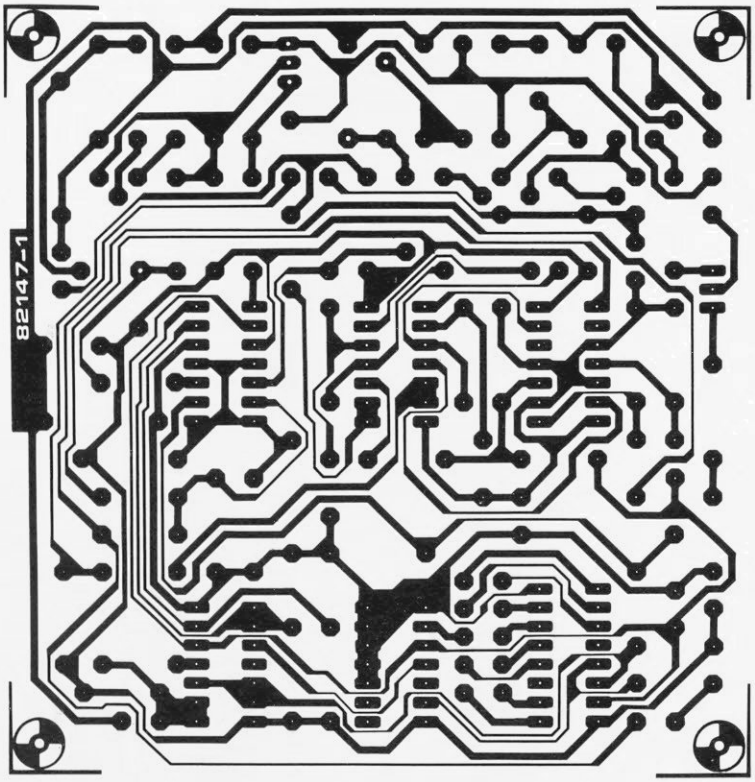
Não se deve esquecer de fazer a devida "identificação" dos ramais, interligando o ponto "m" da placa maior com um dos pontos de 1 a 9, sabendo que o número escolhido será o do próprio ramal. Convém lembrar, também, de montar o regulador da fonte (IC7) sobre um dissipador, especialmente se um grande número de ramais for necessário.

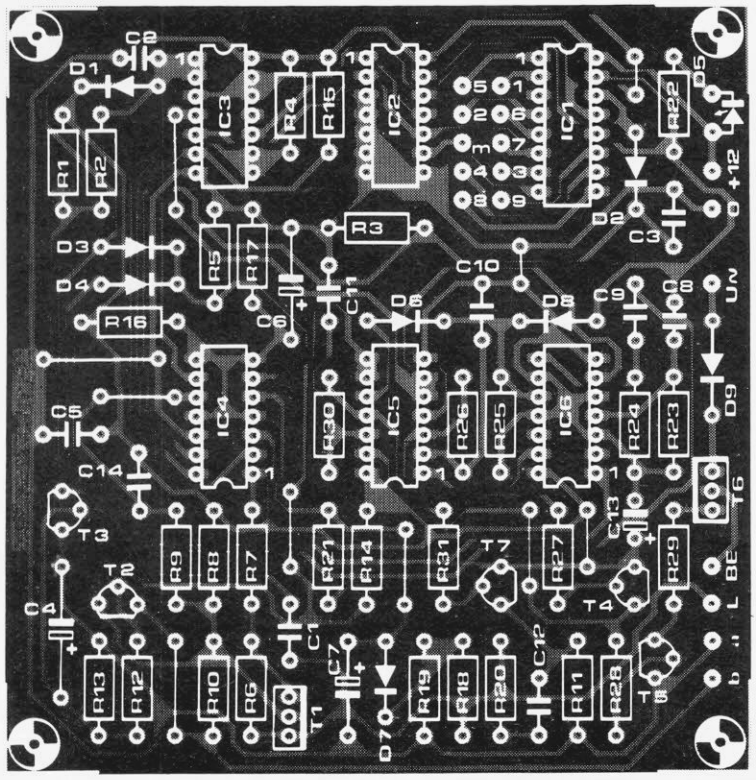
Detalhes sobre a fiação

As interligações entre os aparelhos telefônicos são feitas com um cabo de 4 fios, de acordo com o esquema da figura 1. Deve-se ter em mente, porém, que a linha U não sai da placa da fonte, e sim diretamente de um dos secundários do transformador, como se vê na mesma figura.

A ligação dos telefones às suas placas deverá ser um problema mais generalizado, devido às variadas procedências dos mesmos. Mas sejam eles novos ou velhos, comuns ou exóticos, a figura 6 deverá ajudar nessa tarefa; ali está representado, em (a), o esquema interno típico de um telefone e em (b) como ele deve ser alterado para que opere adequadamente em nossa rede telefônica. Em muitos casos, inclusive, bastará a remoção de uma simples ponte de fio para se ter o aparelho pronto; por outro lado, se a situação estiver realmente difícil, existe um teste simples e rápido que todos podem adotar.

Ele consiste em aproveitar um dos enrolamentos de 18 V do transformador, com um capacitor de 100µF/35V ligado em série, para evitar danos ao aparelho. Dos 3 ou 4 terminais normalmente existentes no telefone, escolhe-se 2 e aplica-se essa tensão de teste. Se a campainha tocar, já se terá as





Lista de componentes (ramal)

Resistores
R1,R23- 1 M
R2, R13,R24, R25,R30-100 k
R3,R21- 4,7 M
R4, R6, R7,R11, R17,R20,R22, R29- 1k
R5- 22 k
R8,R9- 47 k
R10-220
R12- 4,7 k
R14- 12 k
R15,R16- 2,2k
R18- 330 k
R19- 220 k
R26- 2,2 M
R27,R28-3,9 k
R31- 18 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1,C5- 100 nF
C2-o9 100 pF
C3- 68 nF
C4- 1 uF/ 50 V
C6-1 uF/16 V
C7-1,5 μF/16 V
C8,C9- 1 nF
C10,C12-470 nF
C11- 33 nF
C13- 1 μF/16 V (tântalo),
C14- 10 nF

Semicondutores
T1, T6-BD242
T2- BC640
T3,T5-BC547B
T4,T7-BC57B
D1...D4, D6, D7, D8- 1N4148
D5- LED
D9- 1N4001
IC1- 4017
IC2,IC6-4013
IC3, IC5-4093
IC4- LM339

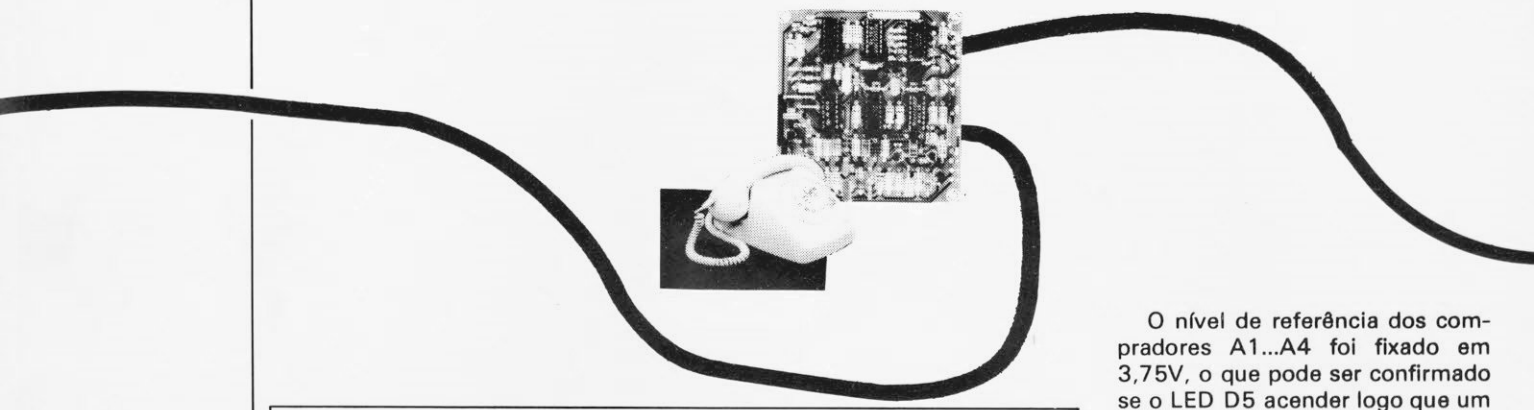
Diversos
Placas nº 82147-1

figura 4 – Placa de circuito impresso para o esquema da figura 2. Repare que todas as conexões são feitas em uma das bordas da mesma.

conexões da mesma, ou seja, as linhas "a" e BE; mas se o resultado for um forte zumbido no fone, será sinal de que a tensão encontra-se entre 'a' e 'b'.

Possíveis aperfeiçoamentos

Não há nada que não possa ser melhorado e este caso não é exceção. Relacionamos aqui todas as alterações que podem proporcionar um "ajuste fino" na rede telefônica e melhoramentos que foram introduzidos a partir da experiência dos montadores europeus.



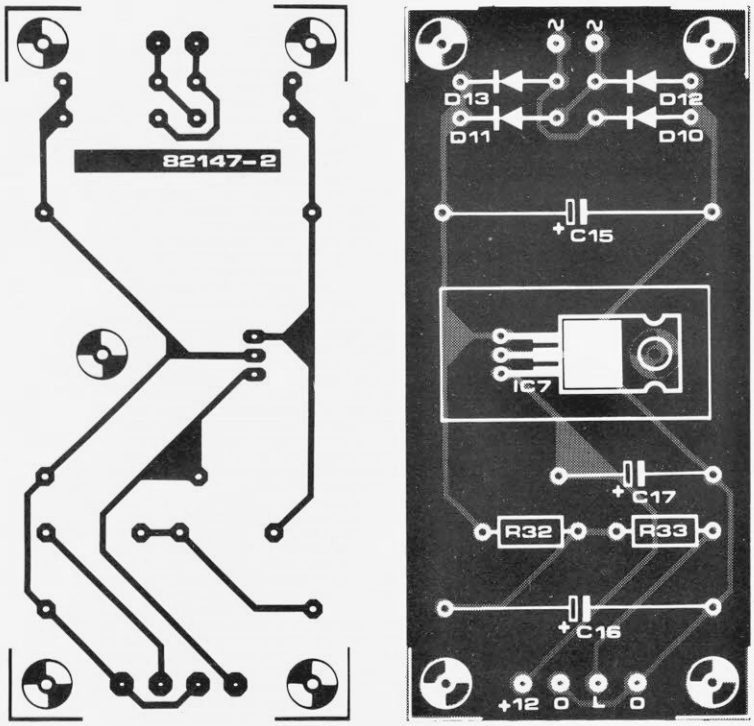
O nível de referência dos compradores A1...A4 foi fixado em 3,75V, o que pode ser confirmado se o LED D5 acender logo que um fone for tirado do gancho (sinal de que A4 está operando corretamente). Se isto não acontecer, deve-se mudar o valor de R17 e também o de R18, caso o diodo continue se recusando a reagir.

O nível de tensão no pino 10 de A3 deve ser praticamente nulo quando o fone é tirado do gancho, a fim de que o telefone possa ser ligado à linha de voz. Pode ocorrer, além disso, de a campainha ser inadvertidamente desligada pelo sensor de corrente formado por T1; é um problema bastante raro, porém, já que a grande maioria dos aparelhos telefônicos exige um consumo de 20 a 25 mA.

É possível também, substituir o cabo de 4 fios por outro de 2 fios, se cada aparelho ganhar uma pequena fonte individual; elimina-se assim a fonte centralizada e cada ramal se encarrega de ativar a linha de voz. O sistema fica mais caro, mas pode ser uma solução interessante em certas instalações.

Testes efetuados pela equipe que projetou o sistema demonstraram que seu desempenho pode

5



Lista de componentes (fonte)

Resistores
R32- 180
R33- 820
Valores em ohms

Capacitores
C15, C16- 1000 μF/35 V
C17- 10 μF/16 V

Semicondutores
D10 . . . D13 - 1N4001
IC7- 7812

Diversos
Tr1- transformador de 2x18 V, 250 mA
Dissipador para IC7
Placa nº 82147-2

figura 5 – Placa da fonte de alimentação, que é única para toda a rede.

6

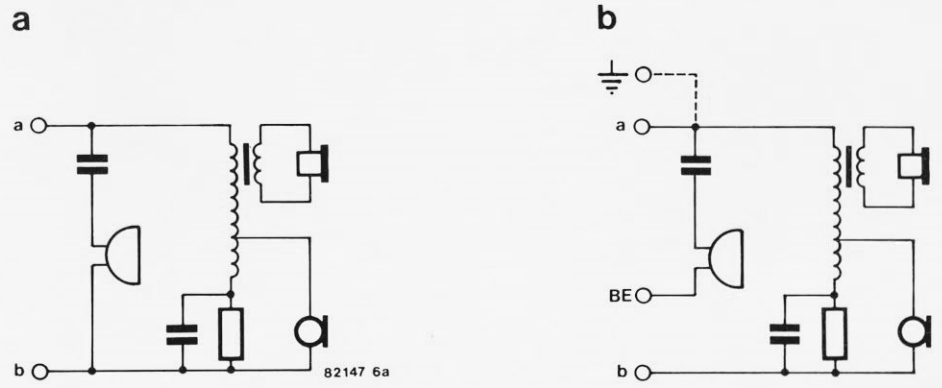


figura 6 – Esquema típico de um telefone convencional (a) e como ele deve ficar para ser usado na rede doméstica (b); mais detalhes no texto.

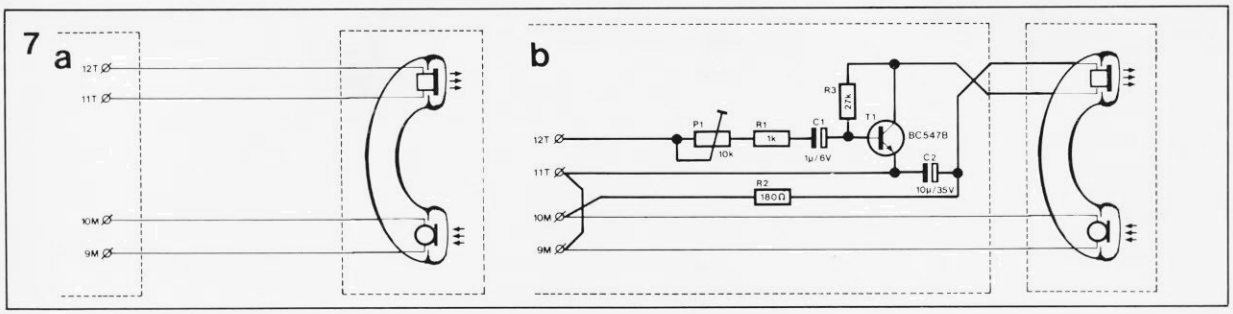


figura 7 – Ligações existentes em um fone comum (a) e inserção do amplificador de linha (b), a fim de aumentar o volume de voz.

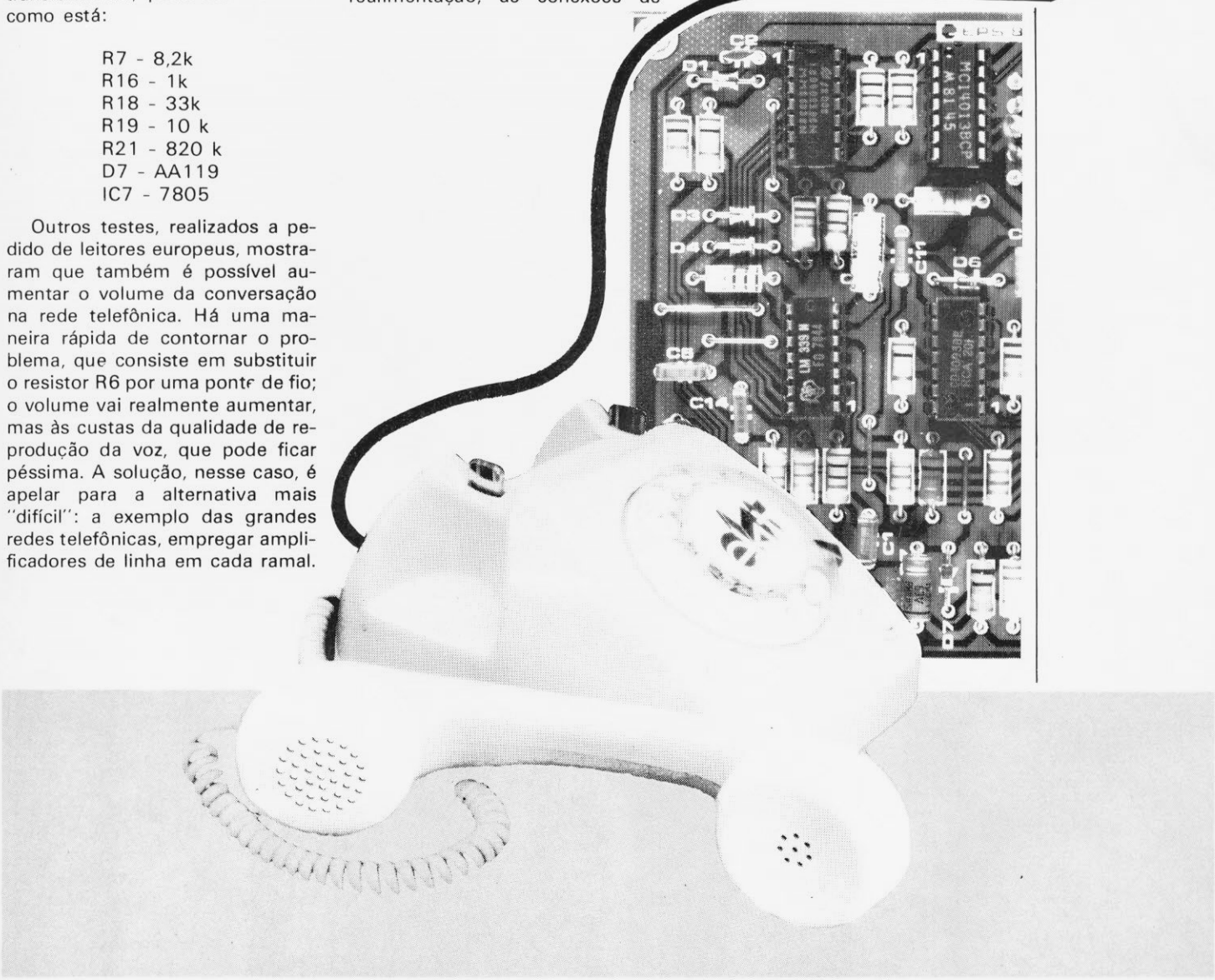
ser melhorado mediante algumas pequenas modificações em componentes relacionados com a alimentação. Elas se resumem a reduzir a tensão alimentadora para 5 V nos casos em que são utilizados todos ou quase todos os ramais possíveis. Veja adiante o que deve ser alterado; o restante, inclusive o transformador, pode ser mantido como está:

R7 - 8,2k
R16 - 1k
R18 - 33k
R19 - 10 k
R21 - 820 k
D7 - AA119
IC7 - 7805

Outros testes, realizados a pedido de leitores europeus, mostraram que também é possível aumentar o volume da conversação na rede telefônica. Há uma maneira rápida de contornar o problema, que consiste em substituir o resistor R6 por uma ponte de fio; o volume vai realmente aumentar, mas às custas da qualidade de reprodução da voz, que pode ficar péssima. A solução, nesse caso, é apelar para a alternativa mais "difícil": a exemplo das grandes redes telefônicas, empregar amplificadores de linha em cada ramal.

A figura 7 ilustra como se pode adaptar o estágio amplificador ao fone de cada aparelho. O circuito adicional é bastante reduzido, podendo ser montado em pequenas placas padronizadas de 2x2 cm. Quanto às conexões, não devem criar grandes problemas; em caso de dúvida, basta desatarraxar as proteções do fone e seguir os fios até o corpo do aparelho, orientando-se pelo código de cores.

Para evitar a possibilidade de realimentação, as conexões de uma das cápsulas (a reprodutora) devem ser trocadas, como se vê na fig. 7b. O amplificador, por fim, recebe alimentação diretamente da linha do microfone, pois há sempre uma tensão CC na mesma quando o telefone está sendo usado; o emissor de T1 vai ligado à linha negativa, enquanto R2 junta-se à positiva. Convém, é óbvio, ter o máximo de cuidado com todas as conexões.



Luz nos cabos submarinos

As comunicações intercontinentais por cabo estão entrando em uma nova era com o desenvolvimento da tecnologia ótica. Já existe até mesmo um cabo submarino que utiliza fibras óticas ligando a Bélgica à Grã-Bretanha, instalado durante o ano de 1985. Vamos conhecer um pouco melhor essa técnica e seus componentes, que prometem ter um futuro promissor.

Kenneth Fitchew
Laboratórios de Pesquisa da British Telecom
Martlesham Heath, Ipswich

Os primeiros cabos submarinos de telecomunicações foram instalados há mais de 100 anos. O Oceano Atlântico, por exemplo, foi inicialmente vencido em 1866 – evento que abriu caminho para a primeira geração desses cabos, que na época destinavam-se apenas à telegrafia. Apresentavam, porém, inúmeros problemas, pois não passavam de simples condutores isolados, exibindo grandes níveis de distorção e atenuação em longas distâncias, mesmo para sinais de baixa frequência; serviam, portanto, apenas para sinais telegráficos de baixa velocidade. Além disso, sua isolação de gutapercha era frequentemente atacada pelos teredens (moluscos que "consomem" inúmeros materiais, inclusive cascos de navios).

O desenvolvimento da válvula termoiônica proporcionou meios de se amplificar sinais em intervalos, ao longo dos cabos, o que permitiu transmitir sinais de frequências mais elevadas para pontos distantes, inclusive canais de voz. Em 1943, a *British Telecom,* empresa estatal inglesa de telecomunicações, instalou o primeiro repetidor submarino experimental para telefonia, em um cabo existente entre a ilha de Man e a grande ilha britânica. Mais tarde, em 1956, um cabo telefônico com repetidores atravessou o Atlântico, estabelecendo definitivamente a era dos cabos coaxiais.

Esse sistema sofreu vários aperfeiçoamentos ao longo dos anos, permitindo atualmente instalações com capacidade para 5520 circuitos e frequências até 45 MHz. Os cabos coaxiais ainda estão prestando bons serviços em todo o mundo e continuam a ser encomendados para novas instalações.

Os desenvolvimentos tecnológicos, contudo, levaram-nos ao limiar de uma terceira era, que é a dos cabos de fibras óticas. Os sistemas óticos oferecem várias vantagens e a primeira delas é o custo menor, graças à utilização de repetidores em menor número (os novos sistemas usam um repetidor a cada 40 km, intervalo sete vezes maior que o exigido pelos sistemas coaxiais mais recentes).

Em segundo lugar, proporcionam mais circuitos de tráfego, já que vários pares de fibras podem ser incluídos no mesmo cabo, e o desenvolvimento de sistemas empregando maiores ritmos de dados é bastante viável. Por fim, os cabos óticos adaptam-se melhor à operação digital, sendo portanto mais compatíveis com a tendência mundial em direção às comunicações digitalizadas.

O primeiro teste de que se tem notícia de um cabo ótico subaquático foi realizado em Loch Fyne (Escócia) pela *British Telecom* e pela STC (*Standard Telephones & Cables,* empresa privada de telecomunicações), em 1980. A esse teste seguiram-se vários outros, realizados por países que demonstravam interesse em sistemas submarinos, principalmente o Japão, a França e os EUA.

A Bélgica e a Inglaterra tiveram o privilégio de dispor do primeiro cabo submarino de fibras óticas ligando seus territórios. Foi produzido pela mesma STC e possui capacidade para 11520 circuitos, trabalhando com seis fibras – três para cada sentido e cada uma transportando dados a um ritmo de 280Mbit/s. A extensão total do sistema é de 113 km, contendo três repetidores.

A escolha da fibra

Coube à própria Inglaterra estabelecer os princípios básicos da comunicação por fibras óticas, por intermédio de dois pesquisadores dos Laboratórios da *Standard Telecommunications,* em 1966. Sabemos que existem, atualmente, dois tipos principais de fibras óticas: a de modalidade única ou "monomodo" e a de modalidade mútipla ou "multimodo" (veja o artigo "Fotônica", nesta mesma edição). No caso das aplicações submarinas, os elevados ritmos de transmissão de dados e as grandes distâncias tornam praticamente obrigatório o uso das fibras monomodo.

Recapitulando um pouco o assunto, a fibra de modalidade única transmite a luz por um só percurso (veja a figura 1), eliminando o problema da dispersão. Em contrapartida, a pequena bitola de seu núcleo dificulta sua utilização. Falando por números, esse tipo de fibra pode exibir atenuações baixíssimas, de apenas 0,4 d/BKm, no comprimento de onda de 1,3 μm. O processo de fabricação, porém, deve ser muito bem controlado, não só para assegurar perdas reduzidas, como também boa concentricidade do núcleo e a necessária resistência mecânica.

Projetando sistemas

Os requisitos de projeto para os cabos óticos submarinos são bastante severos, devido aos fatores ambientais a que são submetidos. Em certos casos, por exemplo, devem resistir a pressões de até 70 Mpa, a 7 km de profundidade, e a forças de tração de várias toneladas, quando estão sendo içados à superfície para manutenção. Além disso, devido ao movimento inerente aos navios de cabeamento, a força de tração sobre os cabos, durante a recuperação, atua como uma carga estática com variação cíclica; em outras palavras, o cabo

deve ser também resistente à fadiga.

Na maior parte dos sistemas óticos submarinos, as fibras ficam protegidas no interior de um tubo, que proporciona uma estrutura resistente à pressão. Fios de aço também são introduzidos no cabo, a sob a forma de tranças protetoras, a fim de garantir a exigida resistência à tração. Entretanto, os cabos com uma única camada de fios de aço exibem um baixo módulo de elasticidade – ou seja, tendem a esticar sob tensão mecânica, em parte devido à própria natureza do aço e também pelo destorcimento das tranças. As fibras de sílica, por outro lado, são bem menos elásticas e podem quebrar com o esforço.

Existem três formas de contornar esse problema: utilizar fibras resistentes; incluir fibras "folgadas" no cabo; ou projetar cabos mais resistentes, capazes de suportar grandes esforços de tração sem prejuízo para sua estrutura. Esta última solução foi a que adotaram os ingleses em seus cabos de fibras óticas; seu componente de esforço é formado por duas camadas de fios de aço enrolados em sentidos opostos, evitando assim o destorcimento sob tensão mecânica.

Nas instalações a pouca profundidade, as redes de pesca representam um perigo considerável. Uma das maneiras encontradas para proteger os cabos, nesses casos, foi revesti-los com uma couraça de fios de aço, que proporciona resistência à abrasão e aumenta a resistência mecânica. Os cabos coaxiais adotaram essa proteção por muitos anos, usando uma ou duas couraças sobrepostas, enroladas com um passo relativamente longo. Testes práticos mostraram, porém, que o cabo pode ganhar muito mais resistência quando a camada externa de fios é enrolada com um passo bem curto; a eficácia desse recurso foi posta à prova em instalações no Mar do Norte, em locais particularmente problemáticos.

Outro modo de proteger o cabo consiste em enterrá-lo no leito marinho à medida em que é instalado, através de uma espécie de arado puxado pelo próprio navio de cabeamento. Foi o método adotado em grande parte do percurso da instalação que liga Bélgica e Inglaterra.

Os repetidores

As unidades repetidoras contêm regeneradores óticos (um para cada fibra), além de circuitos de alimentação e de localização remota de falhas. Possuem, em geral, quatro partes principais: um receptor, composto por um fotodiodo e um amplificador; um circuito de decisão elétrico; um sistema de retemporização; e um transmissor, incluindo um laser a semicondutor.

A função do regenerador é a de examinar cada elemento (ou "bit") do sinal digital recebido e restaurá-lo, se for necessário. Grande parte desse estágio é formada por circuitos eletrônicos de alta velocidade, bem mais complexos que os utilizados nos cabos coaxiais, nos quais se emprega simples amplificadores de três transistores. Nos novos sistemas foi preciso apelar para os CIs, que devem manipular dados ao ritmo de 300 Mbit/s; somente a lógica ECL é capaz dessa proeza, já que seus transistores têm os estados de saturação controlados, evitando assim tempos de recuperação muitos longos.

Os circuitos, além disso, devem passar os sinais através de portas eletrônicas utilizando arranjos balanceados, para evitar o surgimento de indutâncias parasitas – fenômeno muito comum quando se utiliza o terra local como via de retorno do sinal. A confiabilidade dos componentes também é crucial; de fato, a taxa de ocorrência de falhas esperada, em um sistema transoceânico completo, é de três defeitos em 25 anos, no máximo, incluindo todo e qualquer componente. No caso dos integra-

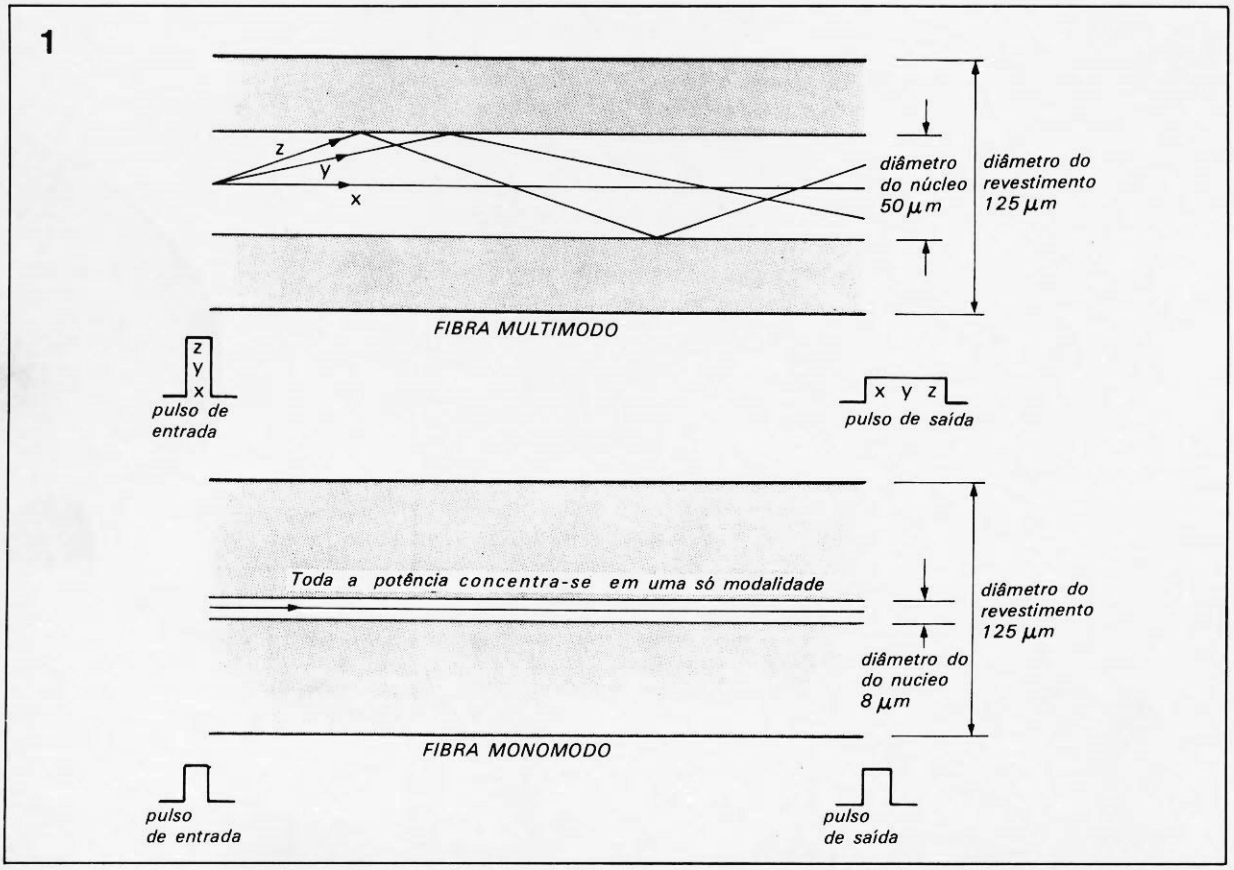


figura 1 – Na fibra multimodo com índice em degrau (a), as diferentes modalidades de programação podem ser representadas por trajetos de raios (no caso, x, y e z), que possuem extensões diferentes e, portanto, tempos de transmissão (ou retardos) diversos. Como qualquer pulso de entrada resulta dividido entre as várias modalidades, ele fica então sujeito a uma dispersão progressiva, à medida que atravessa a fibra, e tende a interferir com os pulsos adjacentes. Na fibra monomodo (b), por outro lado, o diâmetro do núcleo é comparável com o comprimento de onda da luz; nela só existe a modalidade de propagação eletromagnética, o que elimina o fenômeno da dispersão.

dos, espera-se um desempenho superior a uma falha em 25 anos para 15 mil peças.

Na Inglaterra, especificamente, ganhou-se *know-how* no projeto de CIs específicos para essa área usando como base a experiência já adquirida na produção comercial de semicondutores. Há muito anos, por exemplo, o departamento de pesquisas da *British Telecom* domina a produção dos transistores de silício de alta confiabilidade para sistemas coaxiais submarinos.

A mesma tecnologia básica foi aproveitada na confecção de integrados para repetidores óticos, incluindo um processo especial de metalização empregando ouro e titânio, que apresenta uma grande confiabilidade inerente. Surgiu, dessa forma, a série ECL40 de CIs dedicados, que foram utilizados pela primeira vez no sistema Bélgica-Inglaterra. Os resistores e transistores desses integrados foram dispostos de forma genérica, a partir da qual pode-se obter as mais variadas configurações de circuito, pela simples alteração dos padrões de metalização que unem esses componentes na pastilha.

Pelo fato de a metalização ser a última etapa no processamento das bolachas de silício, o artifício adotado pelos ingleses permite que diferentes circuitos sejam confeccionados rapidamente, bastando modificar apenas o traçado de metalização e não todo o processo de difusão. Após a metalização, as pastilhas são montadas sobre suportes cerâmicos e depois rigorosamente testadas, para assegurar a maior confiabilidade possível.

Outros componentes vitais presentes nos regeneradores óticos são os lasers e os fotodiodos, além dos filtros SAW (*Surface Acoustic Waves* ou ondas acústicas de superfície), empregados nos circuitos de retemporização para separar os sinais de *clock* no fluxo global de dados. Quanto aos diodos laser e fotodiodos, trabalham no comprimento de onde de 1,3 μm e são feitos, em sua maioria, de um composto formado por arsenieto de gálio, índio e fósforo (InGaAsP) – embora alguns fabricantes continuem utilizando fotodiodos de avalanche à base de germânio.

Sistemas em planejamento

Depois da ligação Bélgica-Inglaterra, vários outros contratos envolvendo cabos óticos submarinos estão em andamento. O sistema TAT-8, por exemplo, com instalação prevista para 1988, deverá unir França e Inglaterra aos Estados Unidos, mediante uma ramificação submersa nos limites da plataforma continental européia. A empresa americana ITT irá fornecer a ligação transatlântica principal, dos EUA até a ramificação, enquanto a STC (inglesa) e a Submarcom (francesa) estão providenciando as extensões entre seus respectivos países e a ramificação.

Um cabo atravessando o Pacífico está sendo planejado para a mesma época, num esforço conjunto EUA-Japão, ao passo que inúmeros outros sistemas, de pequena e grande extensão, encontram-se em estudo. Sistemas relativamente curtos, de até 150 km, oferecem possibilidades muito interessantes, já que os desenvolvimentos efetuados na tecnologia ótica permitem dispensar repetidores intermediários nesses casos, proporcionando uma economia razoável de investimentos. Esses sistemas poderão ser uma ótima alternativa, inclusive, nos casos em que os enlaces por microondas não oferecerem um desempenho satisfatório, devido à extensão do trajeto.

Cabo ou satélite?

A argumentação em torno os méritos relativos das comunicações por satélite e por cabo é bastante complexa, pois cada caso deve ser considerado separadamente, levando em conta fatores técnicos, econômicos e até políticos. De qualquer modo, existem alguns princípios básicos que podem ajudar na tomada de decisões, pois aplicam-se a todos os casos.

Em primeiro lugar, tanto as ligações por cabo como por satélite estão ficando mais baratas a cada nova geração, numa tendência natural provocada pelo desenvolvimento tecnológico. Em segundo lugar, um sinal cruza o Atlântico em aproximadamente 30 ms quando é transportando por cabo, ao passo que com os satélites atuais esse tempo sobe para cerca de 260 ms, devido às grandes altitudes exigidas para a operação em órbita geoestacionária. Em outras palavras, os sistemas a cabo apresentam algumas vantagens em certas aplicações envolvendo voz e dados.

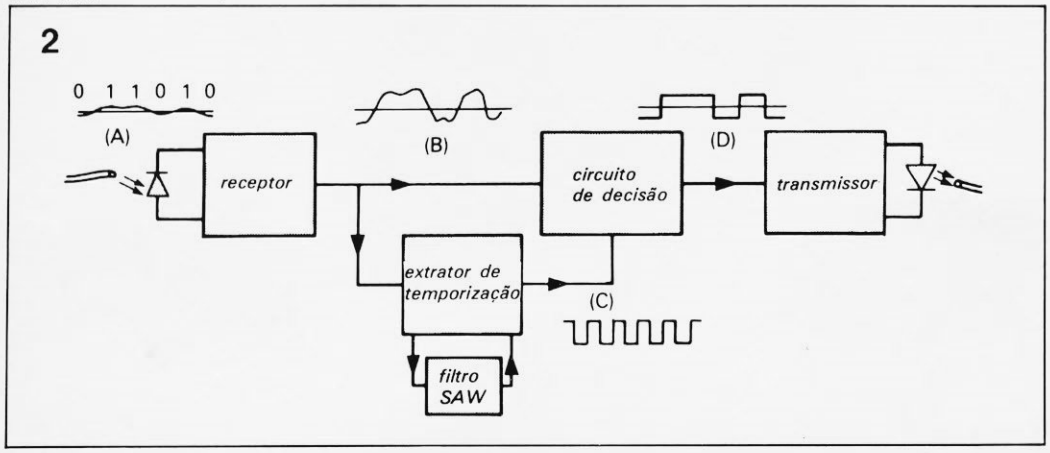
Em terceiro, os cabos tendem a ser mais econômicos em percursos relativamente curtos, já que seu custo é aproximadamente proporcional à extensão instalada. Nos sistemas a satélite, o custo independe da extensão, o que os torna progressivamente competitivos em rotas mais longas.

O cabo, em quarto lugar, é essencialmente um transportador ponto a ponto, sendo assim adequado para rotas em que haja uma grande concentração de tráfego. Os satélites, por sua vez, costumam ser mais apropriados para tráfego leve, mas espalhado por grandes áreas.

Em quinto lugar, a expectativa de vida útil dos cabos submarinos é de 25 anos, como vimos, enquanto os satélites ainda não passam dos 10 anos. As instalações por cabo, portanto, tornam-se mais atraentes nos casos em que o planejamento financeiro a longo prazo é primordial.

Por último, sabe-se que muitas empresas estatais de telecomunicações preferem utilizar sistemas mistos em seus países, para fins de segurança e diversidade de equipamento. Assim, há razões para acreditar que os cabos óticos submarinos irão sofrer um aumento de demanda nos próximos anos – com a consequente queda nos custos de produção e desenvolvimento. LPS

figura 2 – Em um regenerador ótico, o trem de pulsos (A) é convertido num sinal elétrico pelo receptor e em seguida, amplificado (B). Um circuito extrator de temporização gera um sinal de clock *(C), usando um filtro SAW, sinal esse que vai controlar o circuito de decisão, a fim de assegurar que o sinal (B) seja amostrado nos momentos adequados. A forma de onda regenerada (D) aciona o laser, passando adiante o sinal ótico.*

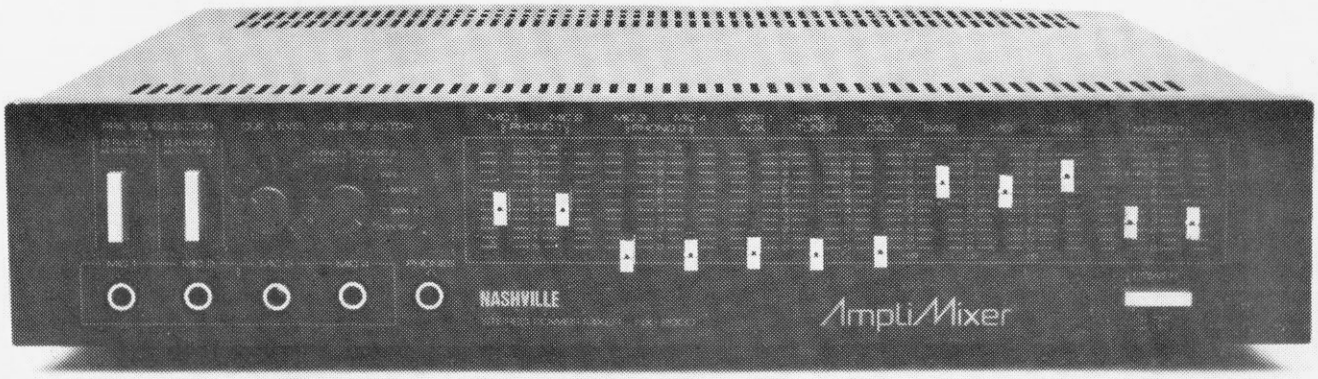


Karaokê e pré da Micrologic

Depois do *MultiAmpli* (ver Elektor nº 7) a divisão Nashville da Micrologic apresenta outro "dois em um" sofisticado; deste vez ela visa os artistas inibidos, que enfrentam apenas o público familiar, e os aficcionados do karaokê que ambicionam ambientes maiores ou locais comerciais. Batizado de *High-Definition Stereo Power* Mixer,ele reune no mesmo aparelho um misturador e um amplificador de 100 W RMS (em 4 ohms), e permite conexão simultânea de microfones e toca-discos.

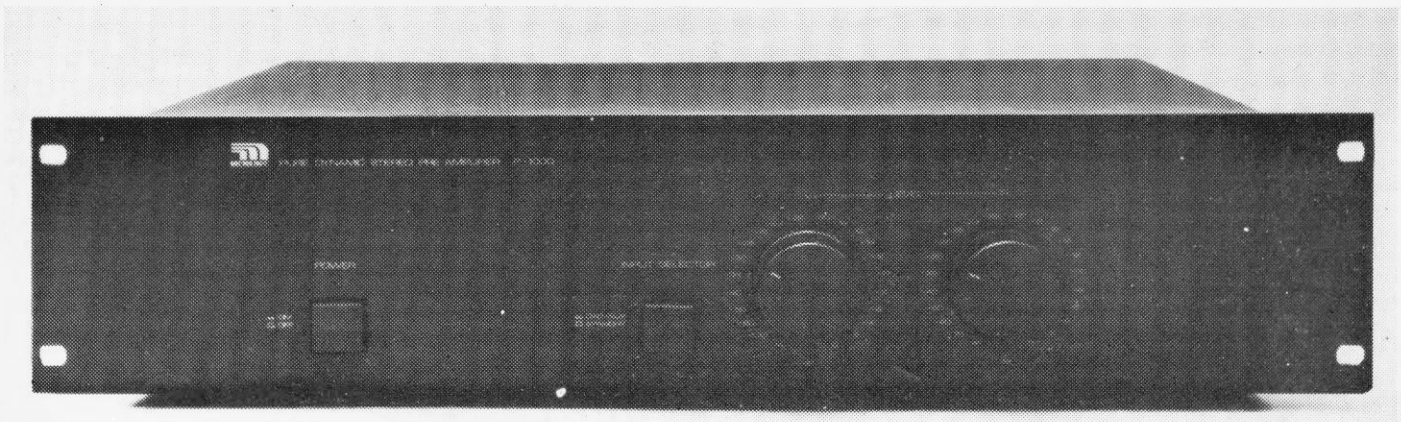
Ao todo, possui entrada para 2 toca-discos com cápsula magnética, 4 microfones e 3 *tape-decks* (ou um sintonizador, um toca-discos laser e uma entrada auxiliar), além de um processador externo (equalizador ou câmera de eco, por exemplo). Há saídas para 4 caixas acústicas e fones de ouvido.

Oferece, ainda, possibilidade de pré-escuta sem "vazamentos", o que permite gravações sequenciais sem interrupção. Sua saída é protegida contra eventuais curto-circuitos e a qualidade de reprodução é garantida por transistores de resposta rápida nos estágios de saída.



Já o *High Definition Stereo Preamplifier* é para o pessoal que lida profissionalmente com o som. Ele custa Cz$ 76 mil (pré-gatilhos) e emprega conectores banhados a ouro. Prevê conexão com toca-discos convencionais ou a laser e utiliza uma série de refinamentos, tais como: circuitos com FETs duplos totalmente complementares, fonte de alimentação semelhante à dos amplificadores de potência, potenciômetros de precisão importados do Japão e entradas para cápsulas de ímã móvel e bobina móvel. Se acoplado a uma central de controle, pode ter conectados até 9 aparelhos, como gravadores, sintonizadores, videocassetes e áudio de computador.

Suas principais características são: relação sinal/ruído de 90 dB (fono) ou 100 dB (DAD); distorção harmônica total de 0,003% (a 1 kHz, para fono e DAD); resposta em freqüência de 20 Hz a 20 kHz (-0,2dB); sensibilidade de entrada de 2 mV (fono) ou 135 mV (DAD).



O aparelho auditivo que "limpa" o som

Uma novidade que vai interessar as pessoas com problemas de audição é o ASP da Siemens, que contém dispositivos que "limpam" o som. Ele é dotado de filtros eletrônicos e microcircuitos amplificadores, que reagem automaticamente para eliminar o barulho excessivo, permitindo que os sons da fala sejam ouvidos e compreendidos mais claramente.

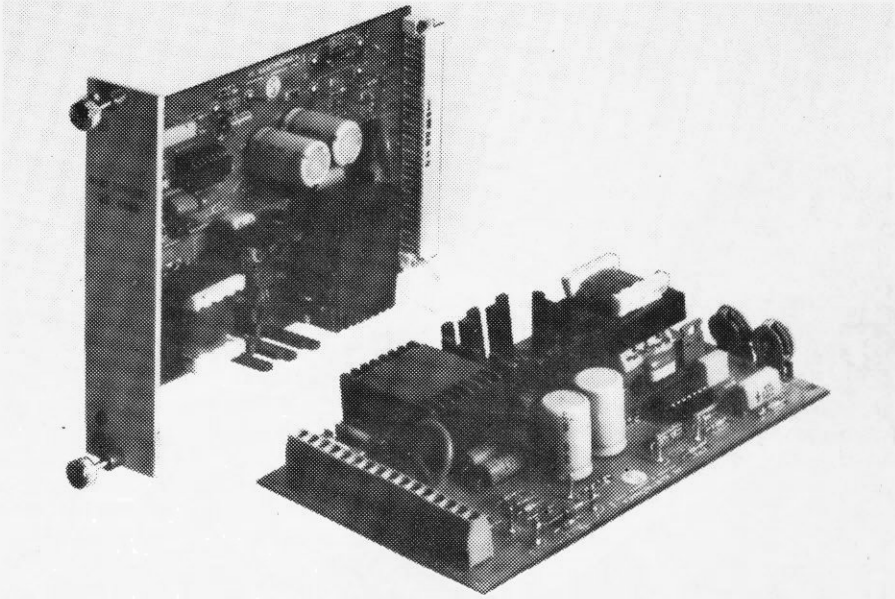
No caso de perdas auditivas moderadas, o circuito ASP está presente nos aparelhos intra-auriculares. Para lesões mais graves, ele pode ser encontrado também nos retro-auriculares. Os dois modelos são alimentados por pilhas pequenas e potentes, de fácil substituição.

Analisador Arium

A Sistronics Instrumentação e Sistemas Ltda., passou a representar no Brasil a marca *Arium*, lançando o analisador lógico ML4100C, que dispõe de 32 canais para até 100 MHz. O instrumento oferece ainda recursos para a operação de *disassemble* dos microprocessadores de 8 ou 16 bits – tais como o 8086, 8088 e 68010 – através da multiplexação das linhas de entrada. Outro produto representado pela empresa é um osciloscópio Caltec de 20 MHz, dois canais e sensibilidade de 5 mV.

Controle para motores CC

Lançamento de JS Eletrônica, o Minoconvert proporciona o controle de pequenos motores CC (até 1 HP), incluindo aceleração e desaceleração controladas. Ele é comercializado em duas versões (veja foto): com bornes de entrada e saída, para montagem em painéis, e em cartelas padrão *Eurocard*. A placa mede 10 por 16 cm, aceita alimentação em 110 e 220 V e dispõe de limitação de sobrecorrente e estabilidade ajustável. Faz parte, além disso, da linha Convert 3183, que aciona motores até 22 HP.



Esta seção é o canal de comunicação entre Elektor e seus leitores. Aqui são sanadas as dúvidas, resolvidas as eventuais dificuldades e comentadas as sugestões que recebemos por carta — sempre, é claro, dentro das possibilidades de espaço disponível e visando o interesse geral. Envie a correspondência diretamente ao nosso endereço, usando a identificação "Correio Elektor" no envelope.

RECADO

Pois é, mais um reajuste no preço de capa. Embora tenhamos sido forçados a isso, não queremos que passe em branco, sem uma explicação a nossos leitores. O motivo é o que se ouve a todo momento: descongelamento geral dos preços.

Nosso papel de impressão, que mais contribuiu com o aumento do preço de Elektor, foi reajustado em 150% do começo do ano para cá; e não é apenas o caso de mudar o tipo de papel utilizado, pois há uma carência do produto no mercado interno. Todos os nossos serviços e encargos também subiram, como dissemos na edição de fevereiro, obrigando-nos a um novo reajuste para não comprometer o padrão de qualidade que todos conhecem.

Veja, por outro lado, que as demais revistas especializadas do mercado (com qualidade gráfica equivalente) encontram-se praticamente na mesma faixa de preço — embora Elektor tenha páginas de publicidade em quantidade muito menor, dependendo quase que exclusivamente da venda em bancas e das assinaturas para sobreviver.

Sabemos que isto vai encarecer um pouco seu hobby ou o exercício da sua profissão (lembre-se, afinal, de que os componentes eletrônicos também não estão congelados); procuraremos compensar, porém, oferecendo uma publicação cada vez mais completa e atualizada, mantendo sempre o nível gráfico e técnico que a caracteriza no mundo todo.

COMENTÁRIOS

Deseo expresar mis felicitaciones por el nivel de la revista Elektor, que es igual a sus hermanas europeas. Como Ud. puede ver, es leida em Uruguay y ha sido muy bienvenida; sus articulos son excelentes y praticamente no tengo críticas que hacerle, ya que como profesional resuelvo sin mayores problemas algunos errores que aparezcan en esquemas o explicaciones.

Ya de antes conozco la versión alemana de Elektor y he montado muchos proyectos con exito, incluyendo el *Formant Synthesizer*, lo que comunico al Sr. Leodinir F. de Rosso, de Curitiba, por si desea ponerse en contacto conmigo para intercambiar experiências.

Hiram Barboza
Vieira 884 — Melo
C. Largo — Uruguay

Mais do que assinante, eu era um fã da Nova Eletrônica, revista que teve seu apogeu no micro Nestor; mas tudo que é bom dura pouco. Vejo, porém, que o sonho não acabou, pois há algum tempo atrás tive um contato altamente positivo com esta revista, que já nasceu grande e espero que continue assim. Tenho um Hot Bit e ele agradece à Elektor (. . .)

Carlos Roberto Macedônio
Piracicaba — SP

Parabenizo-os por tão excelente revista técnica. Já conhecia a Elektor inglesa e só posso dizer que a edição especial pôs a outra no chinelo. Meus cumprimentos e lhes peço que essa não seja mais uma revista relâmpago e que fique muitos anos a serviço da eletrônica nacional. Minha área de interesse é o áudio e o sistema Preço + Equin é inigualável.

Roberto de Zordo
Contagem — MG

SUGESTÕES

Sou leitor assíduo de Elektor desde o primeiro número e tive a grata surpresa de ver impressos, nas páginas centrais, os *lay-outs* dos circuitos impressos sugeridos (se não me engano, sugestão do leitor Leodinir, no nº 5). Será que não dá para fazer o mesmo com os circuitos dos números anteriores? E daqui por diante?

Um problema muito comum é não se encontrar alguns componentes citados nos circuitos; o problema poderia ser contornado se fossem publicadas as características dos componentes (. . .) ou uma lista de possíveis substituições, a exemplo dos transistores do Equin.

O Copiador de EPROMs tem seus méritos, porém o caso mais comum para o experimentador é ter um programa e querer gravá-lo em uma EPROM, caso em que o duplicador não é de grande utilidade. Fica como sugestão o pedido de um gravador/leitor de EPROMs, que permita gravar programas armazenados em disco ou ler uma EPROM e copiá-la em disco, etc.; de preferência, utilizando micros MSX.

Marcos Tadeu C. da Cunha
João Pessoa — PB

Acompanho a revista Elektor Eletrônica desde o nº 1 e estou satisfeito com o nível da mesma, que veio preencher um espaço significativo no campo da eletrônica. Particularmente, tenho preferência por áudio e gostaria de ver em suas páginas, nos próximos números, circuitos para instrumentos musicais (guitarras e teclados), tais como *chorus*, *flangers*, distorcedores (*fuzz* e *overdriver*), *sustainers*, dobradores de freqüência, câmeras de eco e outros tantos. Cuidem para que não aconteça como no defasador de áudio (do nº 2), cujas explicações ficaram um tanto no ar, embora o projeto seja muito bom.

Creio que há uma carência nesse setor, pois os últimos circuitos para instrumentos musicais lançados por outras revistas já estão bastante obsoletos. Também seria interessante um artigo que explicasse detalhadamente os diversos tipos de captadores para guitarra e baixo (algo que ainda não vi em outras revistas de eletrônica). Sugiro ainda a publicação em português dos livros da série Elektor e peço-lhes que publiquem os preços das placas de circuito impresso com a data de validade, para que se possa encomendar pelo reembolso postal.

Renato Mor
Cachoeira do Sul — RS

Acompanho a Elektor nacional desde o nº 1 e gostaria de ver publicados circuitos para música eletrônica (para guitarras e sintetizado-

correio

As dúvidas desses dois leitores refletem perfeitamente os problemas causados por tais distorções. De fato, a esmagadora maioria dos cursos que vemos anunciados nas revistas propõe-se a ensinar programação e operação de computadores; poucos preocupam-se seriamente com o funcionamento e a manutenção dessas máquinas. O mercado editorial, principalmente de livros, foi literalmente invadido por obras sobre a utilização do microcomputador, dedicando pouquíssimo espaço aos seus componentes físicos. Em suma, parece que a informática brasileira popular restringe-se ao software, deixando o **hardware** *apenas para os fabricantes das máquinas.*

Nas demais áreas da eletrônica, então, tais como áudio, vídeo e telecomunicações, a situação é ainda pior. Nas prateleiras das livrarias só se vê títulos importados (e caros) sobre esses assuntos; tem-se a impressão que as editoras brasileiras mobilizaram todos os seus esforços em uma parcela da informática, desprezando o restante. Para se ter uma idéia da situação, a melhor obra básica para autodidatas de eletrônica continua sendo uma coleção de livros do tempo da válvula! Os lançamentos recentes destinam-se ao campo didático, para escolas de 2º e 3º grau, e não oferecem uma abordagem adequada para quem deseja ter na eletrônica uma atividade secundária ou um hobby.

Mas vamos, de qualquer forma, às sugestões. A melhor solução para seu caso, Hélio, é visitar livrarias técnicas, folhear vários livros e verificar qual se adapta melhor às suas necessidades; uma boa conversa com os gerentes dessas lojas também pode ajudar bastante. A veneranda obra de que falamos há pouco chama-se Eletrônica Básica, tem seis pequenos volumes e é editada no Brasil pela Livraria Freitas Bastos. Apesar de basear toda a teoria em válvulas, ela o faz de uma maneira branda e agradável, com muitas ilustrações, ainda não superada por nenhum outro livro publicado no Brasil. Com ela pode-se realmente aprender o funcionamento de vários circuitos eletrônicos, como amplificadores, osciladores e transmissores (cujo princípio básico permanece inalterado, mesmo com os CIs), além da operação básica dos transistores, abordada no 6º volume.

Não queremos dizer, com isso, que ela vá suprir tudo o que é preciso saber para ler revistas técnicas; mas pode tornar mais "digerível" a leitura de obras mais recentes — como, por exemplo, os dois excelentes volumes de eletrônica básica editados em português pela McGraw-Hill, de um autor chamado Malvino. Se quiser dicas de livrarias técnicas, tente a Litec, aqui em São Paulo, ou as Lojas do Livro Eletrônico, em S. Paulo e Rio.

O seu problema Wagner, parece ser ainda maior, pois não temos conhecimento dos cursos que você pede. Livros em português, então, nem pensar. Mas talvez você possa encontrar obras importadas de manutenção de equipamentos específicos, tais como os livros da Howard e TAB que citamos anteriormente. A solução é apelar novamente para as livrarias técnicas ou então escrever diretamente para essas editoras, solicitando catálogos; anote: TAB Books — Blue Ridge Summit, PA 17214, USA; Howard W. Sams — 4300 W. 62nd Street, Indianapolis, Indiana 46268, USA.

mini anúncios

A revista Elektor está aceitando pequenos anúncios para publicação gratuita. Eles devem ser enviados diretamente ao nosso endereço, com a identificação "mini-anúncios" no envelope, respeitando as seguintes condições:

— Publicaremos apenas um anúncio por mês de cada leitor;
— Os textos devem ser breves e concisos, de preferência datilografados, trazendo nome e endereço completos;
— Somente pessoas físicas poderão anunciar, tratando de contatos entre leitores, confecção artesanal de circuitos e placas impressas e compra, troca ou venda de material eletro-eletrônico e publicações;
— A revista apenas veiculará os anúncios, não se responsabilizando pelos eventuais contatos e transações entre leitores;
— Os anúncios serão publicados de acordo com o espaço mensal disponível.

Elektor — A. Ipiranga, 1100 — 9º andar
CEP 01040 — São Paulo — SP

Vendo os 9 primeiros números de Nova Eletrônica, encadernados nas capas originais, em três volumes; Cz$ 150 por volume — Maria Amélia; Av. Siqueira Campos, 671 — apto. 33, Santos, SP, CEP 11100.

Lay-out para circuitos impressos de instrumentação e informática, confeccionados por técnico eletrônico especializado — Carlos José Z. de Souza; R. Duran, 67, S. Paulo, SP, CEP 04660 — fone: 533-6465.

Luz intermitente para vitrines e painéis de propaganda — José Dias de Carvalho — fone: 203-2755, S. Paulo, SP.

Vendo por Cz$ 15 o exemplar: revista Micro Sistemas do nº 17 ao 26 e *Personal Software* do nº 3 ao 17, todas com programas para várias linhas de micros — Giovanni Baroni; R. Raul Pompéia, 167 — apto. 204, Recife, Pernambuco, CEP 52111 — fone: (081) 268-2283.

Desejo me corresponder com os leitores de Elektor para troca de informações sobre circuitos de música eletrônica e confecção de placas dupla face — Marcelo M. Santos; R. Hipólito da Costa, 12 — apto. 707, Rio de Janeiro, RJ, CEP 20551.

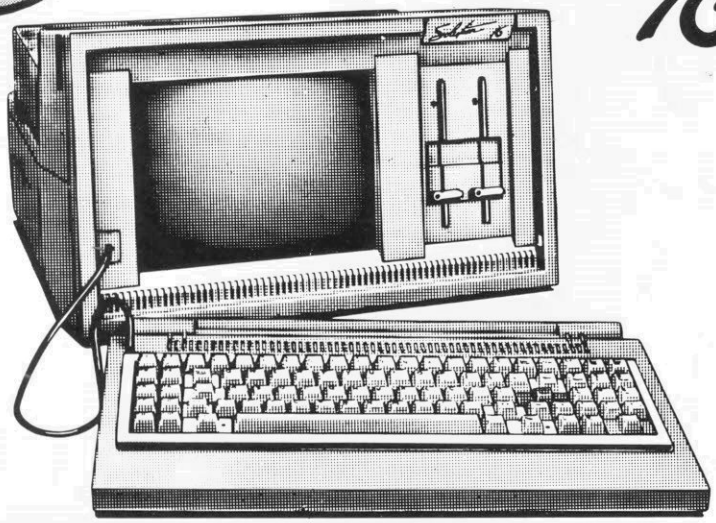
Vendo e troco programas da linha MSX — Paulo Henrique; R. Benjamin Constant, 46, Mogi das Cruzes, SP, CEP 08700 — fone: (011) 469-9710.

Confecção de circuitos impressos pelo método fotográfico e telas para serigrafia; montagem de circuitos na quantidade pedida — Rogério; fone: (011) 203-9311, ramal 116, ou (011) 228-0527 (à noite).

Desejo manter contatos com todas as pessoas ligadas ao áudio, para ampla cooperação — Roberto de Zordo; R. Júpiter, 988, Contagem, MG, CEP 32240.

PROMOÇÃO DE LANÇAMENTO

Solution 16



CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

- Memória RAM: 256 Kb expansível sem uso de slots a 512 Kb.
- Memória ROM 16 Kb.
- Vídeo fósforo verde de 12" com controle de intensidade. Alta resolução: 128.000 pontos.
- Teclado de 89 teclas com caracteres em português, 10 teclas de função e numérico reduzido.
- Microprocessador 8088 4,77 MHz.
- Discos flexíveis 2 unidades slim face dupla, com capacidade de 360 Kb.
- Porta paralela para impressora.
- Saída simultânea para monitor de vídeo colorido padrão RGBI.
- 2 slots de expansão.

SONORA INFORMÁTICA LTDA. REVENDEDOR EXCLUSIVO PROLÓGICA.

Loja 1 — Rua: Santa Ifigênia, 194 — Fones: 227-8533 — 227-8010
Loja 2 — Rua Santa Ifigênia, 313 — Fone: 220-0309
Show Room — Rua Santa Ifigênia, 194 — 1º andar — Fone: 227-8790
Escritório de Vendas — Fone: 229-7810.

A SOLUÇÃO É ... AMPLISON

* Caixa para kit de fonte de alimentação estabilizada
* Caixa para kit de luzes rítimicas e sequenciais
* Caixa para kit de amplificadores mono, stereo e módulo de potencia
* Fornecemos modelos especiais em pequena quantida de, mediante desenho ou amostra
* Prestamos serviços de: zincagem branca, zincagem preta, bicromatização e pintura.
* PREÇOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

AMPLISON IND. E COM. LTDA.
Escritório de Vendas e Show Room:
Amplison Representações S/CLtda.
Rua 24 de Maio Nº 188 — Cj. 214
Fone: (011) 223-9442 — SP

MEGABRÁS

ENGENHARIA DE LABORATÓRIO

LANÇAMENTO!

À VENDA NAS MELHORES CASAS DO RAMO

Todos os produtos MEGABRÁS levam Certificado de Garantia para 2 anos.

FREQÜENCÍMETROS DIGITAIS
FD 725-250 MHz
FD 726 CT-250 MHz

Com cristal envelhecido e acondicionado em câmara térmica com controle proporcional de temperatura. Saída padrão de 4 MHz.

MEGABRÁS - INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.
Rua Baldomero Carqueja, 333 - CEP 05780
Fone: (011) 511-9888 - São Paulo - SP

BLACKOUT LIGHT PIACE NÃO DEIXA VOCÊ NO ESCURO

BLACKOUT LIGHT PIACE é a luz de emergência que acende no momento em que faltar energia elétrica. Possui autonomia de 2 horas, e ao ser retirado da tomada, pode ser usado como lanterna. As baterias de NiCd são recarregáveis, bastando apenas deixar o BLACKOUT LIGHT PIACE ligado à rede elétrica por 24 horas.

Piace

Piace Companhia Industrial
SHOWROOM:
Av. Paes de Barros, 2609
Tel. (011) 274-7400 - S.P.

FONTES DE ALIMENTAÇÃO CC

SÉRIE 500

— Inédita associação de voltímetro e miliamperímetro que pode ser separado da fonte para medidas ex ternas DC, com o simples acionamento de uma tecla, substituindo, na maioria dos casos, o uso de um multímetro,
— Ex celente regulação e estabilidade,
— Instrumento indicador de 3 1/2 dígitos de alta precisão (melhor que 0,5% em VDC e 1% em ADC).
— Escalas para medidas ex ternas: tensão — 2V, 20V, 200V.
corrente — 2mA. 20mA. 200mA.
— Versões: Simples e Duplas/Simétricas.
Tensões de saída: de 0 à 30V, 60V, 80V.
Correntes de saída: de 0 à 2A, 3A, 5A e 10A.
— Outros: Multímetros digitais, osciloscópios de 20 MHz, frequencímetros, contador universal.

EMS EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS LTDA.
Rua João de Souza Dias, 1.333 — 1º Andar. CEP. 04618 São Paulo - SP
Cx. Postal, 18.061 (CEP. 04699) TEL.: (011) 531-6107

OPTOELETRÔNICOS

- Displays
- Diodos Emissores Infravermelhos
- Chaves Optoeletrônicas
- Acessórios
- Receptores Transistores Infravermelhos
- Leds
- Barras de Led

MC Micro Circuitos LTDA.

Rua Madeira, 42 (Canindé) Fone: (011) 228-5911 - Telex: (011) 36665 MCLD - São Paulo - SP - Brasil

FILCRIL

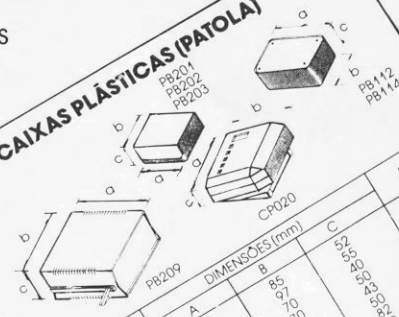
Tem pronta entrega , o produto que você necessita

A FILCRIL DISPÕE DE MUITOS OUTROS ARTIGOS. CONSULTE-NOS!

PRODUTOS NOVO KIT

NK 15 Watts Mono (KIT)	258,00
Amplif. de RIAA — (KIT)	133,20
Amplif. de 30 Watts Estéreo (KIT)	657,30
Broca p/Mini Furadeira	28,80
Caneta Descartável	19,00
Cleaner	12,80
Cigarra de Polícia Americana (KIT)	246,40
Cigarra de Polícia Brasileira (KIT)	137,30
Cigarra de Polícia Francesa (KIT)	176,00
Controle de Balanço e Volume (NK 1001) — (KIT)	228,80
Decodificador Estéreo (KIT)	202,40
Equalizador Superdril — 12 Volts	276,50
Furadeira p/Circuito Impresso	539,20
Laboratório 200grs — Frasco Plástico	28,80
Percloreto 500grs — Frasco Plástico	46,40
Percloreto 1Kg	76,80
Percloreto 70grs	61,60
Pasta Térmica	12,80
Rádio AM — Completo (Kit)	577,30
Recarga p/ Supergrat	1.337,60
Sequencial de 4 Canais-2x1-Rítmico (1200W p/ Canal)	2.675,20
Sequencial de 10 Canais-2x1-Rítmico (1200W p/ Canal)	250,00
Scorpion II	466,40
Receptor de FM-Pré Calibrado	387,20
Trancorder (Transforma NTSC em PAL-M Vídeo Cassete)	1.020,80
TV-4	17,60
Verniz	121,50
Voltímetro p/Bateria de Autos	

CAIXAS PLÁSTICAS (PATOLA)

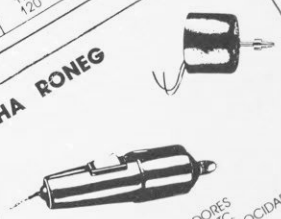


TIPO	DIMENSÕES (mm) A	B	C	PREÇO
PB112	123	85	52	42,00
PB114	147	97	59	50,50
PB201	85	70	40	25,00
PB202	97	70	50	30,00
PB203	97	86	43	32,80
PB119	185	105	50	52,75
PB209 PRETA	178	178	82	155,20
PB209 PRATA	178	178	82	184,10
CP020	120	120	66	67,40

CAIXAS PLÁSTICAS (MOLDAÇO)

TIPO	DIMENSÕES ALT	PROF	LARG	PREÇO
G	95	250	340	280,00
M (COM ALÇA)	70	170	230	162,00
INSTRUMENTO	30	90	155	75,50

LINHA RONEG

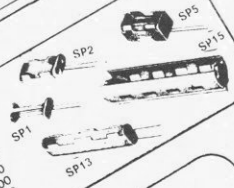


MOTOR 6 a 12V PIGRAVADORES	142,00
TOCA DISCOS, TOCA-FITAS, ETC.	56,30
CONTROLE ELETRÔNICO DE VELOCIDADE	311,00
PIOS MOTORES (1500 a 3500 R.P.M.)	340,00
MINI FURADEIRA 12V	
FONTE PARA MINI FURADEIRA 12V	

ALICATE PINÇA (3ª MÃO)

Reto serrilhado
Curvo serrilhado
Bico pato liso
Bico pato serrilhado

SUPORTES PARA PILHAS



SP1 — P/ 2 pilhas pequenas	9,00
SP2 — P/ 2 pilhas pequenas	12,00
SP5 — P/ 4 pilhas pequenas	13,00
SP13 — P/ 4 pilhas pequenas	13,00
SP15 — P/ 2 pilhas grandes	13,00
SP17 — P/ 4 pilhas grandes	15,00
CP4 — CLIP P/ bateria 9V	7,00

AGULHAS

AG80	29,80
AT3410	100,00
ATN71	84,00
D400E	140,00
DAT2	68,50
DAT3	87,80
EPS41	150,00
CG11	100,00
CG22	115,00
N44C	57,00
N70B	62,00
N75C	49,00
ND136G	84,00
ST12	125,00
3302	45,00

PLACAS VIRGENS (EM MM)

50x100	13,60
80x120	13,50
100x100	13,60
100x150	23,40
100x200	29,60
150x150	34,50
150x200	44,40
150x300	55,50
200x200	64,10
200x300	78,90

PLACAS UNIVERSAIS (EM MM)

100x47	14,80
200x47	29,60
300x47	44,40
450x47	59,20

FERROS DE SOLDAR

FAME

POTÊNCIA	SOLDADOR	RESISTÊNCIA	PONTEIRA
20W-110 ou 220V	49,00	19,00	2,70
30W-110 ou 220V	59,00	21,00	5,60
50W-110 ou 220V	71,00	24,00	8,60

ENER

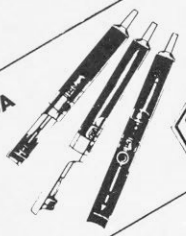
REFER	POTÊNCIA	SOLDADOR	RESISTÊNCIA	PONTEIRA
00	24W	62,00	19,00	6,50
01	28W	83,60	19,00	6,50
02	60W	124,00	10,45	19,00
03	100W	179,00	11,17	34,57
04	120W	149,00	12,43	18,63
05	70W	118,60	11,35	11,85
06	35W	88,40	21,00	14,00
09	26W	78,50	18,00	8,00

AO PEDIR ESTES ITENS INDICAR SEMPRE A VOLTAGEM PRETENDIDA

SOLDA

BEST. CESBRA MAMORÉ
CARRÉ TEL 1/2 kg

SUGADOR DE SOLDA



MOD. 101
201
301
ANTI-ESTÁTICOS
MOD. 101-AS
201-AS
301-AS

PEDIDO MÍNIMO Cz$ 200,00

FILCRIL
Rua Santa Ifigênia, 480
Tel.: (011) 220-3833
São Paulo

FILCRIL

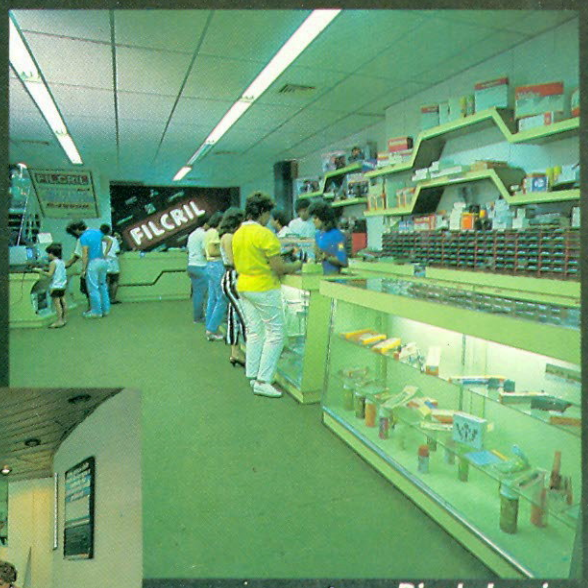
O universo da eletrônica às suas ordens!

Componentes eletrônicos - circuitos integrados, diodos, transistores, circuitos impressos, resistores, capacitores, EPROMs, soquetes e conectores.

Instrumentos - osciloscópios, multímetros, ohmímetros, capacímetros, freqüencímetros, fontes de alimentação.

Informática - microcomputadores, periféricos, suprimentos, software.

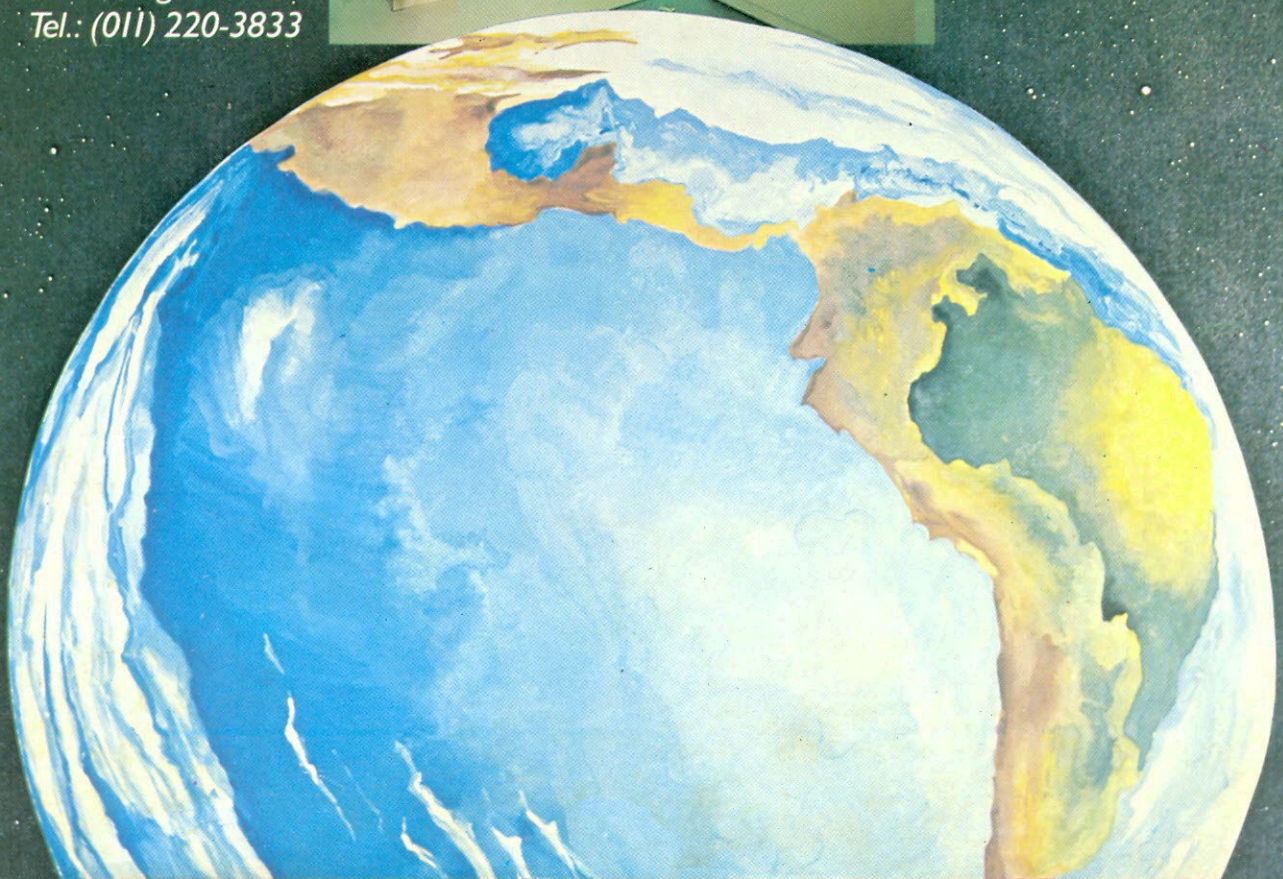
Diversos - alto-falantes, jogos eletrônicos, cartuchos.



Esperamos por você em nossos endereços:

São Paulo
Rua Santa Ifigênia, 480
Tel.: (011) 220-3833

Rio de Janeiro
Rua República do Líbano, 7
Tel.: (021) 224-3399



SOM NOVIK EM ALTA FIDELIDADE para você montar

MIDRANGES
Nas freqüências médias, localiza-se a parte nobre do espectro musical, como por exemplo a voz humana. As freqüências são reproduzidas em alta fidelidade, sem distorções ou desequilíbrios.

DIVISORES DE FREQÜÊNCIA
Fabricados em duas versões: 2 ou 3 canais mods.: ND2BR e ND3BR. Com perfeita regulagem, dispensam o ajuste manual. O máximo em qualidade.

WOOFERS
Alta compliancia.
Soberba resposta dos transientes pelo seu bom projetado sistema magnético.
Perfeito funcionamento em todos os níveis.

TWEETERS
De ampla dispersão angular.
Agudos claros e suaves que se extendem além da faixa audível.

"Os graves da Suspensão Acústica e a eficiência do Bass-Reflex"

SISTEMAS D.O.S.
DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

Calculado por computador e aferido por instrumentos dos laboratórios e por técnicos em som da **NOVIK**

GRÁTIS!!

7 VALIOSOS PROJETOS DE 6" A 15" E DE 40 A 150W

Solicite no revendedor NOVIK ou escreva p/Cx. Postal 7483 - S. Paulo 1000.

A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falantes NOVIK